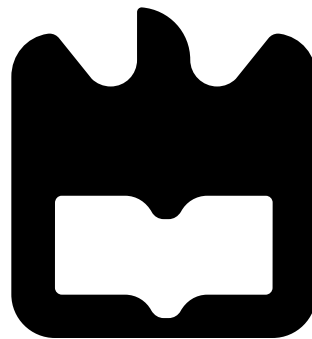




**André Filipe da Cunha**  
**Marques Oliveira**

**Carregador de Veículos Elétricos Ultra-Rápido**

**Ultra Fast Electric Vehicle Charger**







**André Filipe da Cunha  
Marques Oliveira**

## **Carregador de Veículos Elétricos Ultra-Rápido**

### **Ultra Fast Electric Vehicle Charger**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Professor Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins (orientador), Professor do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.





## **O júri / The jury**

Presidente / President

**Professor Doutor Paulo Bacelar Reis Pedreiras**

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Vogais / Examiners  
committee

**Doutor Paulo Jorge de Campos Bartolomeu**

Diretor da Globaltronic - Electrónica e Telecomunicações, S.A.

**Professor Doutor Rui Manuel Escadas Ramos Martins**

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e  
Informática da Universidade de Aveiro (orientador)



**agradecimentos /  
acknowledgements**

Ao meu orientador, Professor Rui Manuel Escadas Ramos Martins pela disponibilidade, confiança e motivação durante esta etapa final do meu Mestrado.

À minha família que me ajudou durante estes anos todos da universidade, que me apoiaram neste meu percurso universitário.

Por último, mas não menos importante, agradeço aos meus colegas e amigos que dentro e fora do ambiente académico me ajudaram e tornaram mais fácil a conclusão desta etapa.



**Palavras Chave**

Veículo Elétrico; Bateria; Carregamento rápido;

**Resumo**

Os meios de transporte rodoviários fazem parte da utilização diária de um elevado número de pessoas a nível global. Estes meios de transporte são na grande maioria movidos por motores de combustão interna, que utilizam combustíveis fósseis como fonte de energia. Do processo de combustão resulta a emissão de vários gases e partículas poluentes para a atmosfera.

O impacto ambiental da infraestrutura de transporte e o aumento do preço dos combustíveis, despertaram o interesse em fontes de energia alternativas, menos poluentes e mais baratas.

Os veículos elétricos são efetivamente uma solução de transporte menos poluente e mais barata. A energia elétrica consumida por estes pode ser gerada por fontes de energia com menor pegada ecológica ou por energias renováveis.

Foi então necessário integrar sistemas de carga portátil com elevada capacidade nos veículos elétricos. Estes sistemas trouxeram novos compromissos para o sistema de propulsão do veículo, nomeadamente a sua elevada relação peso-capacidade e elevado tempo de carregamento.

Neste trabalho efetua-se uma análise aos protocolos de carregamento existentes e à projeção de um sistema de carregamento rápido.



**Keywords**

Electric Vehicle; Battery; Fast Charging;

**Abstract**

Road transport means are part of the daily use of a large number of people globally. These transport systems are moved in most cases by internal combustion engines using fossil fuel as an energy source. From the combustion process results the emission of various gases and particles pollutants into the atmosphere.

The environmental impact of the transport infrastructure and the increase in fuel prices, has led to renewed interest in alternative energy sources, cleaner and cheaper.

Electric vehicles are effectively a cleaner and cheaper transport solution. The electric energy consumed by them can be generated by a wide range of sources with less footprint and renewable.

It was then necessary to integrate portable energy store systems with high capacity in electric vehicles. These systems brought new commitments for the propulsion system of the vehicle, including its high ratio weight capacity and high charging time.

This work studies the existing charging protocols and a development of a system fast charging system.





# Conteúdos

<b>Conteúdos</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>ix</b>
<b>Acrónimos</b>	<b>1</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>3</b>
1.1 Motivação . . . . .	3
1.2 Objetivos . . . . .	4
1.3 Metodologia . . . . .	5
1.4 Estrutura da Dissertação . . . . .	5
<b>2 Análise Geral</b>	<b>7</b>
2.1 Protocolos de Carregamento . . . . .	7
2.2 Células de Bateria . . . . .	10
<b>3 Carregamento de Baterias em EVs</b>	<b>13</b>
3.1 Modos de Carregamento . . . . .	13
3.1.1 Modo 1 : . . . . .	14
3.1.2 Modo 2 : . . . . .	15
3.1.3 Modo 3 : . . . . .	16
3.1.4 Modo 4 : . . . . .	17
3.2 CHAdeMO . . . . .	18
3.2.1 Funcionamento do protocolo . . . . .	19
3.3 Combined Charging Systems . . . . .	22
3.3.1 Funcionamento do protocolo . . . . .	23

<b>4</b>	<b>Planeamento do Protótipo</b>	<b>29</b>
4.1	Módulo Conversor AC/DC . . . . .	30
4.1.1	Importância do PFC . . . . .	31
4.1.2	Boost PFC e modos de operação . . . . .	33
4.1.3	HiperPFS Boost PFC Converter . . . . .	37
4.2	Módulo Conversor DC/DC . . . . .	40
4.2.1	Técnicas de redução das perdas de transição dos MOSFETS . . . . .	42
4.2.2	Conversor Ressonante Série . . . . .	44
4.2.3	Conversor Ressonante Paralelo . . . . .	46
4.2.4	Conversor Ressonante Série-Paralelo LCC . . . . .	47
4.2.5	Conversor Ressonante Serie-Paralelo LLC . . . . .	48
4.2.6	Redes de comutação e Retificadores . . . . .	55
4.3	Módulo de Controlo . . . . .	58
<b>5</b>	<b>Dimensionamento e Construção do Protótipo</b>	<b>61</b>
5.1	Dimensionamento do circuito boost PFC . . . . .	61
5.2	Dimensionamento do Conversor Ressonante LLC . . . . .	64
5.2.1	Determinação do rácio de espiras do Transformador . . . . .	66
5.2.2	Determinação do Ganho máximo e mínimo do conversor . . . . .	66
5.2.3	Determinação da resistência equivalente do Tanque Ressonante . . . . .	67
5.2.4	Determinação do Parâmetros do circuito Ressonante . . . . .	67
5.2.5	Determinação das correntes do lado do Primário . . . . .	70
5.2.6	Determinação das correntes do lado do secundário . . . . .	71
5.2.7	Seleção dos MOSFETs da rede de comutação . . . . .	71
5.2.8	Seleção do tempo morto para assegurar o ZVS . . . . .	72
5.2.9	Seleção do Díodo de Retificação . . . . .	72
5.2.10	Design do Filtro de Saída . . . . .	73
5.2.11	Dimensionamento do Controlador da Rede de Comutação . . . . .	73
5.3	Dimensionamento do Modulo de Controlo . . . . .	77
5.3.1	Hardware de Controlo . . . . .	78
5.3.2	Software/Firmware de Controlo . . . . .	84
<b>6</b>	<b>Resultados e Discussão</b>	<b>89</b>
6.1	Desempenho do circuito boost PFC . . . . .	89
6.2	Desempenho do Conversor Ressonante . . . . .	93

6.3	Desempenho do Módulo de Controlo . . . . .	97
<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalhos Futuros</b>	<b>99</b>
7.1	Conclusões . . . . .	99
7.2	Trabalhos Futuros . . . . .	100
	<b>Bibliografia</b>	<b>101</b>



# Lista de Figuras

3.1	Standards IEC usados nos EV's e EVSE's [2]. . . . .	14
3.2	Instalação elétrica para o carregamento em modo 1, com componentes da Siemens [6]. . . . .	15
3.3	Instalação elétrica para o carregamento em modo 2, com componentes da Siemens [6]. . . . .	16
3.4	Instalação elétrica para o carregamento em modo 3, com componentes da Siemens [6]. . . . .	17
3.5	Instalação elétrica para o carregamento em modo 4, com componentes da Siemens [6]. . . . .	18
3.6	Evolução do número de estações de carregamento do tipo CHAdeMO. . . .	19
3.7	Conectores para carregador com o protocolo CHAdeMO [12]. . . . .	19
3.8	Layout do connector CHAdeMO [13]. . . . .	20
3.9	Circuito para carregamento no protocolo CHAdeMO [13]. . . . .	21
3.10	Diagrama de blocos do processo de carregamento CHAdeMO [13]. . . . .	22
3.11	Implementação do CCS [14]. . . . .	23
3.12	Conectores Mennekes 62196-2 [16]. . . . .	24
3.13	Conectores da norma 62916 s/ o connector da CHAdeMO [15]. . . . .	24
3.14	Circuito típico para o pino de controlo [10]. . . . .	27
4.1	Onda de corrente e tensão num circuito capacitivo [26]. . . . .	32
4.2	Rectificador de onda completa [27]. . . . .	32
4.3	Forma de onda de um retificador de onda completa. Em cima: Tensão de entrada. No meio: Tensão de saída. Em baixo: Corrente de Entrada [27]. .	33
4.4	Forma de onda da corrente de entrada de um "CCM Boost PFC" [27]. . .	33
4.5	Configuração básica de um boost PFC [26]. . . . .	34
4.6	Configuração básica de um boost PFC com diagrama de controlo [26]. . . .	35

4.7	Estados de operação do circuito básico boost [26]. . . . .	36
4.8	Formas de onda da corrente de entrada: DCM(a), CRM(b), CCM(c) [26]. .	37
4.9	Esquemático base para o circuito Boost PFC [27]. . . . .	38
4.10	Formas de onda do circuito em operação [26]. . . . .	39
4.11	Diagrama de blocos de um inversor ressonante e de um conversor ressonante [29]. . . . .	41
4.12	Circuito half-bridge [33]. . . . .	42
4.13	Perdas de comutação dos MOSFETs [33]. . . . .	43
4.14	Demonstração da técnica ZVS na transição ON do MOSFET [32]. . . . .	43
4.15	Demonstração da técnica ZCS na transição OFF do MOSFET [32]. . . . .	44
4.16	Half-Bridge Series Resonant Converter. . . . .	44
4.17	Curvas de Ganho de Tensão do Conversor Ressonante Série [32]. . . . .	45
4.18	Half-Bridge Parallel Resonant Converter. . . . .	46
4.19	Curvas de Ganho de Tensão do Conversor Ressonante Paralelo [32]. . . . .	47
4.20	Half-Bridge Series Parallel Resonant Converter. . . . .	47
4.21	Half-Bridge LLC Resonant Converter. . . . .	48
4.22	Curvas características de Ganho de Tensão do Conversor Ressonante LLC [32]. . . . .	49
4.23	Circuito LLC para $t < t_0$ com $f = f_r$ [33]. . . . .	51
4.24	Circuito LLC para $t_0 < t < t_1$ com $f = f_r$ [33]. . . . .	51
4.25	Circuito LLC para $t_1 < t < t_2$ com $f = f_r$ [33]. . . . .	52
4.26	Circuito LLC para $t_3 < t < t_4$ com $f = f_r$ [33]. . . . .	52
4.27	Formas de onda do Conversor LLC a operar a $f = f_r$ [33]. . . . .	53
4.28	Formas de onda do Conversor LLC a operar a $f < f_r$ [33]. . . . .	54
4.29	Formas de onda do Conversor LLC a operar a $f > f_r$ [33]. . . . .	55
4.30	Redes de comutação Full-Bridge e Half-Bridge [24]. . . . .	55
4.31	Retificadores de onda completa e de ponte de díodos [24]. . . . .	57
4.32	Diagrama de blocos do controlador LLC. . . . .	59
5.1	Esquemático do circuito Boost PFC 347W [28]. . . . .	62
5.2	Fotografia do Reference Design Kit 236 [28]. . . . .	63
5.3	Esquemático típico de um circuito ressonante [30]. . . . .	65
5.4	Curvas de Ganho Máximo [35]. . . . .	68
5.5	Curvas de Ganho Máximo. . . . .	69
5.6	Esquemático típico de aplicação do UCC25600 [30]. . . . .	74

5.7	Sensor de corrente do conversor ressonante LLC [30]. . . . .	76
5.8	Aspetto final da placa do conversor ressonante LLC. . . . .	77
5.9	Esquema de pinos do micro-controlador dsPIC33FJ16GS502. . . . .	78
5.10	Circuito utilizado para implementar o conversor dc/dc de 12V para 5V com o LM2596. . . . .	79
5.11	Circuito utilizado para a medição da tensão de saída do carregador. . . . .	80
5.12	Circuito utilizado para a medição da corrente de saída do carregador. . . . .	81
5.13	Circuito utilizado para leitura da temperatura. . . . .	82
5.14	Circuito utilizado para controlo da frequência de operação. . . . .	82
5.15	Circuito utilizado para a comunicação por RS-232 via UART. . . . .	83
5.16	Aspetto final da placa do modulo de controlo. . . . .	84
5.17	Diagrama de Blocos do firmware a um alto nível. . . . .	85
5.18	Fluxograma da Máquina de Estados de Operação. . . . .	86
5.19	Tensão/Capacidade vs. Tempo de carregamento de uma célula Lítio-on [18].	88
6.1	Eficiência vs Potência de saída. . . . .	89
6.2	Fator de Potência vs Potência de Saída. . . . .	90
6.3	Tensão à saída vs Potência de saída. . . . .	91
6.4	Ripple, 230 VAC, 50% carga. vs Ripple, 230 VAC, 100% carga. . . . .	93
6.5	Eficiência vs Potência de saída. . . . .	94
6.6	Ripple, 42 V, 30% carga. vs Ripple, 42 V, 100% carga. . . . .	95
6.7	Saída dos pinos $GD1$ e $GD2$ do UCC25600 (direita) e Sinal $V_{Cr}$ e $I_r$ (esquerda).	95
6.8	ZVS a cargas elevadas. Direita: $V_{GS_{Q2}}$ (azul) e $V_{DS_{Q2}}$ (amarelo). Esquerda: $I_r$ (azul) e $V_{DS_{Q2}}$ (amarelo) . . . . .	96
6.9	Tensão ressoante $V_{Cr}$ a baixa e elevada carga, direita e esquerda respetivamente. . . . .	97
6.10	Imagem da bateria utilizada (direita) & Comunicação via UART (esquerda).	98
6.11	Gráfico da evolução da tensão na bateria para um carregamento a $1,5 C$ . .	98





# Lista de Tabelas

3.1	Especificações do carregamento de EV's nos diferentes modos [1]. . . . .	14
3.2	Estados do sistema - Comunicação no pino CP [17]. . . . .	26
3.3	Especificações do carregamento de EV's no modo 4 [17]. . . . .	27
4.1	Comparação relativa das opções CCM, DCM e CRM PFC. . . . .	37
4.2	Comparação do 'half-bridge' relativamente ao 'full-bridge' [24]. . . . .	56
4.3	Comparação do retificador 'Full-Wave' relativamente ao 'Full-bridge' [24]. .	57
5.1	Especificações e desempenho do circuito . . . . .	64
5.2	Parametros para o design do Conversor LLC. . . . .	65
5.3	Parâmetros do Tanque Ressonante. . . . .	70
5.4	Cor do LED em cada Estado de operação. . . . .	84
5.5	Condições de falha. . . . .	87
6.1	Temperaturas dos principais componentes durante carga máxima. . . . .	92



# Acrónimos

**AC** *Alternating Current*

**BMS** *Battery Management System*

**CC** *Constant Current*

**CCM** *Continuous Conduction Mode*

**CCS** *Combined Charging System*

**CRM** *Critical Conduction Mode*

**CV** *Constant Voltage*

**DC** *Direct Current*

**DCM** *Discontinuous Conduction Mode*

**DSC** *Digital Signal Controller*

**ECU** *Electronic Control Unit*

**EMI** *Electromagnetic Interference*

**ESR** *Equivalent Series Resistance*

**EV** *Electric Vehicle*

**EVSE** *Electric Vehicle Supply Equipment*

**IC** *Integrated Circuit*

**IEC** *International Electrotechnical Commission*

**PCB** *Printed Circuit Board*

**PFC** *Power Factor Correction*

**PFM** *Pulse Frequency Modulated*

**PRC** *Parallel Resonant Converter*

**PWM** *Pulse Width Modulation*

**RDK** *Reference Design KIT*

**SAE** *Society of Automotive Engineers*

**SOC** *State of Charge*

**SPRC** *Series Parallel Resonant Converter*

**SRC** *Series Resonant Converter*

**THD** *Total Harmonic Distortion*

**UVLO** *Undervoltage-lockout*

**V2H** *Vehicle To Home*

**ZCS** *Zero Current Switching*

**ZVS** *Zero Voltage Switching*

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

Durante as últimas décadas os veículos de cariz pessoal têm-se tornado imprescindíveis no quotidiano de grande parte da população mundial. Atualmente existem cerca de dois biliões de carros e camiões a circular nas estradas, a sua maioria movidos por um motor de combustão interna, isto é, utilizam os combustíveis fósseis derivados do petróleo como fonte de energia. Apesar dos elevados esforços, para tornar mais eficientes e menos poluentes este tipo de veículos, estes são ainda um dos principais responsáveis pelas elevadas emissões de dióxido de carbono para a atmosfera.

Outro problema reside no facto de os combustíveis fósseis serem uma fonte de energia não renovável, cada vez menos abundantes e alvo de uma procura mais acentuada, que os leva a atingir valores económicos elevados, o que se traduz numa maior carga financeira para os utilizadores de este tipo de veículo. Pelo que emerge uma necessidade de se encontrar uma alternativa em prol da sustentabilidade dos veículos pessoais, bem como da sustentabilidade ambiental do Planeta.

Sendo a energia elétrica das redes elétricas mundiais, em grande parte produzidas por fontes de energias menos poluentes ou por fontes de energias renováveis (aposta crescente dos produtores de energia elétrica), faz deste tipo de energia a solução ideal a infraestrutura dos transportes. Já utilizada por diversos tipos de transportes, nomeadamente nos comboios, fornece uma alternativa viável aos sistemas de combustão, tanto económica como ambiental. Esta mesma hipótese desenvolvida deu origem aos carros elétricos com a grande particularidade destes exigirem um sistema de armazenamento de energia, a bateria, e um sistema de transferência de energia entre a rede elétrica e as baterias do veículo.

A bateria passou a ser então um dos principais componentes dos veículos elétricos, sendo responsável pela autonomia do veículo. Para este tipo de aplicação recorreu-se então a um tipo de baterias, existente no mercado, que apresenta-se elevadas capacidades de armazenamento aliado a uma dimensão e peso reduzidos, as baterias de iões de lítio (Li-ion). A grande desvantagem deste tipo de armazenamento de energia é o elevado tempo de carregamento das baterias utilizando os sistemas de carregamento convencionais.

Tendo em conta o atrás exposto, conjuntamente como facto das tecnologias de ponta na matéria, incidirem sobre o carregamento rápido de baterias, que me proponho a analisar e desenvolver o tema ao longo desta dissertação.

## 1.2 Objetivos

Com esta dissertação pretende-se construir um carregador do tipo rápido, a uma escala reduzida, capaz de elevar a bateria de um carro elétrico atual a um stage of charge (SOC) de 80% em cerca de uma hora. Para o testar pretende-se carregar uma bateria, constituída por várias células standard de lítio do tipo 18650 (configuração 2P10S), totalizando 36 V e capacidade de 5.2 Ah.

Uma vez que este tipo de equipamentos utiliza elevadas potências, é essencial incorporar no circuito um elemento ativo de correção do fator de potência (PFC), de forma a que a corrente de entrada do circuito tenha uma baixa distorção harmónica e um elevado fator de potência.

Elevada eficiência e a capacidade de operação contínua por longos períodos de tempo, são outros requerimentos propostos a atingir, cumprindo o compromisso de ter a capacidade de funcionamento tanto a 110 VAC ou a 230 VAC assim como em ambientes com temperatura superior a 25 °C.

Outro requisito é que a topologia deste sistema seja facilmente adaptável para maiores potências, bastando para isso alterar alguns componentes dos módulos constituintes, ou mesmo utilizar vários carregadores deste tipo em paralelo, de forma a obter a potência desejada. Esta abordagem já é implementada por alguns dos fabricantes de EV's e carregadores, como exemplo temos o caso da Tesla Motors, que usa vários módulos do seu carregador de 15Kw, em paralelo, na constituição do seu carregador "Supercharger" de 135 Kw [5].

## 1.3 Metodologia

Numa primeira fase analisou-se os protocolos de carregamento rápido IEC-61851, conhecido por *Combined Charger Sistem* (CCS), assim como as soluções atualmente implementadas pelos fabricantes de veículos elétricos. Chegou-se a um consenso que o protótipo implementado seria projetado a uma escala reduzida, cumprindo os requisitos de aplicação deste sistema a potências mais elevadas.

Numa segunda fase iniciou-se projeção o protótipo para que este fosse constituído por uma topologia modular e de fácil substituição de alguns desses módulos, desta forma dividiu-se o protótipo em três módulos diferentes.

O primeiro será responsável pelo conversor de corrente alternada (AC) para corrente contínua (DC), incorporando um circuito de correção do fator de potência. O segundo módulo será um conversor DC/DC, responsável pela transformação da corrente contínua para um potencial desejado para a nossa aplicação prática. Por fim será necessário projetar um módulo de controlo por microprocessador que será responsável por controlar o estado de carregamento da bateria assim como a monitorização da operação do circuito.

Analisou-se as diversas topologias possíveis de utilização em cada um destes módulos constituintes assim como as suas vantagens e fatores limitativos. Após a escolha das configurações que melhor serviam os nossos objectivos em cada caso de aplicação, realizou-se o dimensionamento e construção do protótipo.

Assim sendo, após conclusão dos módulos, implementaram-se os devidos algoritmos de controlo para a gestão e carregamento DC da bateria, tendo-se executado os devidos testes para comprovar o adequado funcionamento do protótipo.

## 1.4 Estrutura da Dissertação

O presente documento encontra-se elaborado em 7 capítulos nos quais se abordam de forma teórica e experimental os temas anteriormente apresentados, bem como se justificam todas as decisões relevantes que levaram à obtenção do dispositivo final. A seguinte lista descreve de forma sucinta o conteúdo de cada um deles:

**Introdução** - Define de forma breve todo o projeto, nomeadamente os motivos que levaram à sua execução, o objetivo final e a forma utilizada para o atingir.

**Análise Geral** - Resumo assente na atualidade dos protocolos de carregamento rápido DC e das baterias para carros elétricos.

**Carregamento de Baterias em EV's** - Análise às diferentes normas existentes para o carregamento de veículos elétricos e protocolos para o carregamento DC.

**Análise das topologias a usar** - Toda a informação sobre as diversas configurações e topologias que poderiam ser usadas em cada modulo, assim como as vantagens e inconvenientes à sua aplicação.

**Construção do Protótipo** - Toda a informação sobre o desenvolvimento do protótipo ao nível de hardware e software.

**Testes e Resultados** - Conjunto de testes para verificar o funcionamento do módulo e resultados provenientes dos mesmos.

**Conclusão e Trabalhos Futuros** - Verificação da obtenção dos objetivos propostos assim como algumas sugestões sobre possíveis alterações no circuito, bem como o trabalho a desenvolver na sequência deste.



# Capítulo 2

## Análise Geral

### 2.1 Protocolos de Carregamento

A transição para modos de transporte sustentados é uma das matérias com maior destaque na atualidade, devido ao seu impacto no futuro da humanidade. Os níveis de CO<sub>2</sub> na atmosfera são os mais elevados dos últimos 11 milhões de anos e atingem recordes anualmente, resultando num incremento da temperatura média mundial. Uma vez que os motores de combustão interna emitem gases tóxicos que são prejudiciais à saúde, foi necessário encontrar alternativas sustentáveis, do ponto de vista ambiental, a estes sistemas de propulsão. A que maior destaque tem recebido são as que incorporam um sistema de propulsão elétrico, quer de forma total (veículo elétrico puro) quer de forma parcial (veículo híbrido).

Desde o lançamento dos primeiros carros elétricos de utilização pessoal, que a indústria se tem deparado com algumas adversidades relacionadas com este sistema de propulsão. Devido à tecnologia de baterias existentes, a utilização prática destes veículos estava limitada pela energia da bateria (que não consegue atingir a mesma densidade energética por unidade de peso ou por unidade de área do que os motores de combustão), assim como os elevados períodos de tempo de carregamento, o modo de utilização destes veículos implicava algumas mudanças no quotidiano dos seus utilizadores, originando entraves à sua afirmação no mercado.

A forma mais simples para o carregamento de uma bateria para veículos elétricos pode ser feita com recurso a uma tomada doméstica. Sendo a distribuição de energia realizada no modo AC, o veículo fica encarregue da retificação do sinal para modo DC de forma a fazer o carregamento da bateria. Uma vez que a corrente disponível num sistema elétrico

doméstico é limitada, os tempos de carga que podem demorar até 8 horas. Assim sendo, de forma a minimizar este problema, recorreu-se a sistemas capazes de fornecer mais corrente, recorreu-se a tomadas trifásicas, conseguindo-se reduzir os tempos de carregamento até um período três vezes inferior.

Apesar destes esforços, e considerando a autonomia apresentada pelas baterias, 3 horas de carregamento não é um período aceitável no quotidiano de grande parte dos utilizadores, principalmente quando comparado com os tempos de reabastecimento dos veículos de combustão interna. A solução encontrada foi novamente recorrer a fontes de energia capazes de fornecer maiores potências, o que levou a um aumento nas correntes/tensões envolvidas no processo de carregamento. Posto isto, a comunidade científica e os fabricantes de EV's, acharam necessário implementar normas para assegurar a integridade de todo o equipamento, bem como do utilizador aquando do manuseamento do mesmo. Foram criados os protocolos de carregamento AC, bem como as estações de carregamento, "Electric Vehicle Supply Equipment", que entregam energia no modo AC.

A entrega de energia no modo AC implica que o veículo tenha incorporado um sistema de retificação, o que conjugado com o aumento da corrente utilizada levou a que estes veículos incorporassem sistemas complexos e com um elevado número de componentes, responsáveis pelo carregamento das baterias.

Foi então que em 2010, surgiu no Japão uma associação, criada pelos principais fabricantes de carros nacionais, com uma ideia inovadora de fornecer a corrente em modo DC e deixar o equipamento de retificação do lado da EVSE (Electric Vehicle Supply Equipment). Sendo a capacidade de débito de potência deste praticamente ilimitada, o que contrasta com as limitações das células das baterias e do restante equipamento do EV, então passou a ser necessário a troca de mais informação, entre o veículo e a estação de carregamento. Toda a informação que necessita partilha, bem como todos os limites, encontram-se definidos num protocolo de nome CHAdeMO [7].

Este mesmo protocolo, criado por uma associação com o mesmo nome, da qual são membros a Nissan, a Mitsubishi, a Toyota, entre outros, rapidamente se lançou no mercado, conseguindo ser pioneira na instalação de EVSE's de carregamento rápido por todo o Mundo, nomeadamente na Europa onde se assistiu a um forte financiamento na tentativa de forçar a entrada de EV's no mercado. Com a Nissan sempre assumindo o papel de principal destaque na associação, vários veículos foram produzidos com a opção de carregamento rápido DC com conector individual para o efeito. A implementação destas estações pela Europa despoletou o interesse de todos os fabricantes de EV's, com a consequente utilização

deste protocolo por algumas produtoras Francesas.

Este domínio de mercado por parte do protocolo CHAdeMO começa a ter contornos complexos, quando por volta do ano 2012 a Society of Automotive Engineers (SAE), uma sociedade Americana, anuncia um protocolo de carregamento rápido DC em consórcio com a International Electrotechnical Commission (IEC). É importante salientar que estas duas instituições anteriormente referidas, definem as normas para os protocolos de carregamento AC nos Estados Unidos da América e na Europa, respetivamente [10].

Assim sendo, a grande maioria dos fabricantes de automóveis globais desenvolveram conjuntamente este sistema de carregamento universal para os veículos elétricos concebidos para uma implementação global, o sistema de carregamento combinado (Combined Charging System). Este novo conceito, baseado nos conectores já existentes para o carregamento AC, que permite ambos os modos, AC e DC, irá resultar num standard uniforme para todos os mercados evitando diferentes sistemas implementados globalmente que, até agora, têm impedido a padronização e resultaram em maiores custos devido à coexistência. Veículos que incorporam esta nova tecnologia vão levar ao futuro do carregamento rápido de veículos e maximizar a integração em futuras redes inteligentes. Rapidamente os fabricantes de carros americanos se associam ao protocolo e com eles, os Alemães.

Estava lançada então uma "guerra" de protocolos que envolvia os principais fabricantes mundiais de automóveis. Do lado da CCS defendeu-se a uniformização dos conectores de carregamento, a capacidade de fornecer maior corrente ao veículo e a inclusão fácil num sistema de "Rede Elétrica Inteligente". Enquanto que os defensores do CHAdeMO tinham o argumento da existência de um protocolo com a maior parte dos problemas de conceção já ultrapassados e com muitas estações de carregamento distribuídas por todo o Globo. Foi então que, perante a indecisão sobre qual o rumo a seguir, uma marca de carros elétricos Americana, a Tesla, lança um protocolo de carregamento rápido DC, próprio para os seus veículos, que consegue rácios de carregamento idênticos aos propostos pelo CCS, denominado SuperCharger [5]. No início do mês de Junho de 2014, este fabricante anunciou que iria fornecer a tecnologia avançada que utiliza, de forma gratuita, a toda a comunidade científica, na tentativa de acelerar o processo de desenvolvimento e transição para meios de transporte sustentáveis [21] [22].

Em 2013 o Parlamento Europeu, que assume como norma os protocolos definidos pelo IEC, anunciou a pretensão de uniformizar os conectores de carregamento até ao Ano de 2020 e que deixaria de financiar a instalação de EVSE's do tipo CHAdeMO, atingindo agora a "batalha" outro patamar, o político [23]. Esta decisão gerou muita controvérsia e

muitos dos entendidos na matéria julgaram como certo o fim do protocolo nestas condições, considerando que futuramente o mais certo seria a utilização do CCS.

Em Março de 2014, após uma ríspida ”guerra” entre o Parlamento Europeu e a CHAdeMO, esta organização tornou-se membro do IEEE-SA e foi rapidamente reconhecido como um protocolo DC pelo IEC. Mais recentemente, o Parlamento Europeu veio anunciar que pretende instalar EVSE’s, que permitam os dois tipos de carregamento, o que representa uma grande vitória para o protocolo, que encara agora o futuro numa melhor perspetiva [8].

Uma das maiores produtoras de EVSE’s a nível Mundial de momento, encontra-se sediada em Portugal: a EFACEC, fazendo parte da sua gama de produtos estações de carregamento do tipo CHAdeMO/CCS.

Também é importante realçar, a produção de EVSE’s, por parte de uma empresa sediada em Aveiro, de nome Magnum Cap, que possui, já, uma diversa gama de produtos, nesta área.

## 2.2 Células de Bateria

Sendo o objetivo deste trabalho projetar um carregador ultra rápido de baterias vamos fazer uma breve abordagem aos diversos tipos de baterias, e seu progresso.

A investigação e desenvolvimento de novos tipos de baterias tem sido uma aposta crescente e com uma importância cada vez maior quer no nosso quotidiano quer na sustentabilidade futura. O aparecimento de novas tendências a nível tecnológico que estão dependentes de baterias para a sua afirmação foi um dos fatores que mais impulsionaram estes avanços nos sistemas de baterias [3]. A densidade energética (quer por volume quer por peso), capacidade de carga rápida e o desgaste são os principais áreas de investigação e inovação, uma vez que estas baterias são principalmente usadas em dispositivos móveis, em Ev’s e até em sistemas de armazenamento de energia quer a nível doméstico quer empresarial.

Das tecnologias existentes, as células de iões de Lítio (*Li-Ion*) são as que melhor cumprem os requisitos, pelo que a tecnologia para EV’s tem estado essencialmente associada a este tipo de células. Este tipo de baterias tem elevada performance, elevada densidade energética, baixa auto descarga e ainda um elevado número de ciclos de duração, sendo ainda considerada pela comunidade científica como uma das tecnologias com maior potencial de desenvolvimento. Apesar de se especular sobre a descida dos preços inerentes a esta tecnologia, atualmente ainda não se verifica este facto de forma significativa, possivelmente

devido à procura elevada e com tendência a aumentar. Fabricantes como a Tesla motors associaram-se à Panasonic recentemente para a construção de uma "Gigafactory", com vista a produção e investigação deste tipo de baterias. Esta terá capacidade de produção superior à soma de todos os fabricantes existentes atualmente, com a previsão de operação a capacidade máxima para 2020 (50 gigawatt-hours (GWh)) e reduções nos custos das Baterias em cerca de 30% [9].

Uma outra tecnologia já num grau mais avançado de desenvolvimento recorre a células de Hidreto Metálico de Níquel (*Ni-MH*) que sendo uma tecnologia mais experimentada, é considerada por muitos como uma excelente alternativa ao Li-Ion pelo seu custo, bem como pela estabilidade física da célula em si. Esta tecnologia foi utilizada em muitos veículos híbridos. Todavia, uma patente sobre este tipo de tecnologias para EV's, tem condicionado muito a sua utilização. Essa patente, foi registada pela Ovonic Battery Company, que mais tarde foi adquirida parcialmente pela General Motors. Ulteriormente, empresas ligadas à comercialização de combustíveis adquiriram esses mesmos direitos. A ligação entre uma patente para carros elétricos e uma empresa de combustíveis, é aparentemente suspeita, confirmando-se mais tarde que a comercialização de produtos ao abrigo desta, foram sempre muito controlados e limitados, resultando em várias disputas na justiça.

Muitas outras pesquisas, no que toca à composição física das baterias continuam a ser desenvolvidas por diversos laboratórios. Enquanto muitas dessas investigações se debatem sobre as células de lítio, nomeadamente com algumas alterações das propriedades químicas do cátodo ou do ânodo da célula, há uma com maior destaque na atualidade, designada por Dual Carbon Batteries, que em português se pode ler como "Baterias de Carbono Duplo", que como o próprio nome indica, recorre ao carbono tanto para o cátodo como para o ânodo, utilizando um material orgânico com iões de lítio, como eletrólito.

De momento já existem células com melhores propriedades do que as normalmente utilizadas, mas o seu elevado custo, as condições de utilização e o facto de serem potencialmente perigosas, faz com que estas não sejam muito utilizadas para além das experiências laboratoriais.



# Capítulo 3

## Carregamento de Baterias em EVs

### 3.1 Modos de Carregamento

Como já referido os veículos elétricos podem ser carregados de diversas formas, tendo algumas originando normas, que definem o equipamento necessário, bem como os limites que cada instalação pode suportar. Na Europa a informação encontra-se definida no documento IEC 61851:

- IEC/EN 61851-1: Requerimentos gerais;
- IEC/EN 61851-21: Requerimentos dos veículos elétricos para conexão com uma fonte AC/DC;
- IEC/EN 61851-22: Estação de carregamento AC;
- IEC/EN 61851-23: Estação de carregamento DC;
- IEC/EN 61851-24: Comunicação Digital entre a estação de carregamento DC e o EV para o controlo do carregamento DC;

Foi também necessário elaborar um documento que redefinisse as normas relativas aos atributos físicos e técnicos dos conectores a utilizar. Esta documentação encontra-se documentada no IEC 62196. A imagem 3.1 ilustra os standards desenvolvidos pelo IEC quer para o EV quer para as estações de carregamento.

O IEC 61851-1 define quatro modos de carregamento. Os modos 1-3 estabelecem os standards das várias maneiras de carregar EV's a partir da rede AC enquanto o modo 4 fornece os padrões para o carregamento através de uma conexão DC para baterias fora da rede. A tabela 3.1 resume os diferentes modos de carregamentos assim como os seus limites.

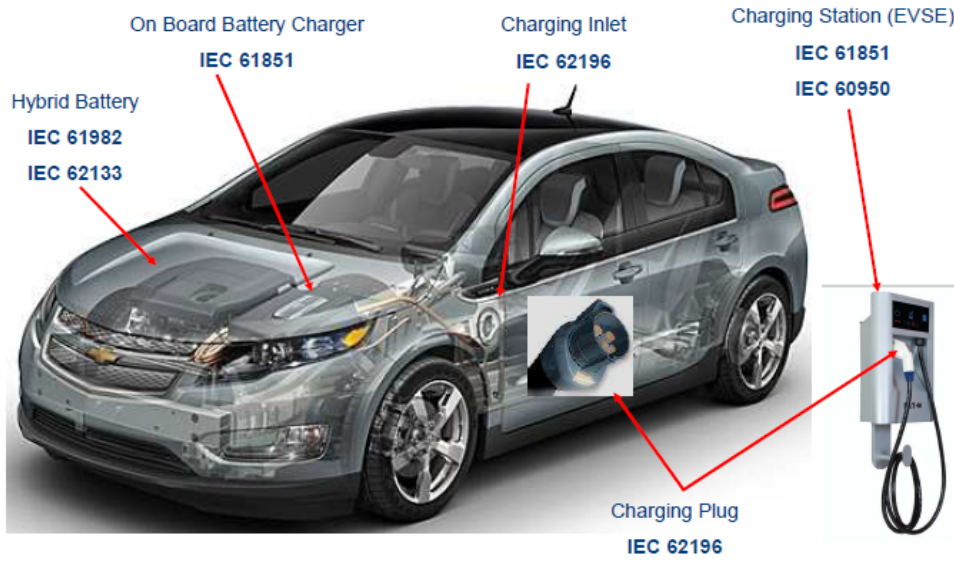


Figura 3.1: Standards IEC usados nos EV's e EVSE's [2].

Modos	Potencial	Corrente Máx.(A))	Potência(kW)	Tempo de Carga
Modo 1	250 (VAC) Monofásico	16	4	6 a 8 horas
	480 (VAC) Trifásico	16	7.7	2 a 3 horas
Modo 2	250(VAC) Monofásico	32	8	3 a 4 horas
	480 (VAC) Trifásico	32	15.3	1 a 2 horas
Modo 3	250 (VAC) Monofásico	250	62.5	20 a 30 minutos
	480 (VAC) Trifásico	250	120	10 a 20 minutos
Modo 4	400 a 500 (VDC)	400	200	10 a 20 minutos

Table 3.1: Especificações do carregamento de EV's nos diferentes modos [1].

### 3.1.1 Modo 1 :

Este modo está relacionado com o carregamento AC. É o modo mais disponível, uma vez que permite ao utilizador carregar o seu EV, em qualquer conector de eletricidade comum desde que exista uma ligação à terra na instalação, um corta circuitos de proteção contra sobrecarga e um circuito de proteção com descarga à terra.

Os limites definidos para este modo encontram-se na tabela 3.1. O tempo de carga foi estimado considerando uma bateria típica de um carro elétrico com capacidade 25kWh. Apesar de ser um modo de carregamento prático, as limitações temporais são evidentes.

O IEC 61851 também define três casos para conexões do cabo. Caso A, onde o cabo está conectado permanentemente ao carro. Caso B, onde o cabo não está ligado a nada.



Por último, o caso C onde o cabo está permanentemente ligado à estação de carregamento. A figura 3.2 apresenta um diagrama completo da instalação e conectores necessários à utilização deste modo, no presente caso, recorrendo a componentes da Siemens.

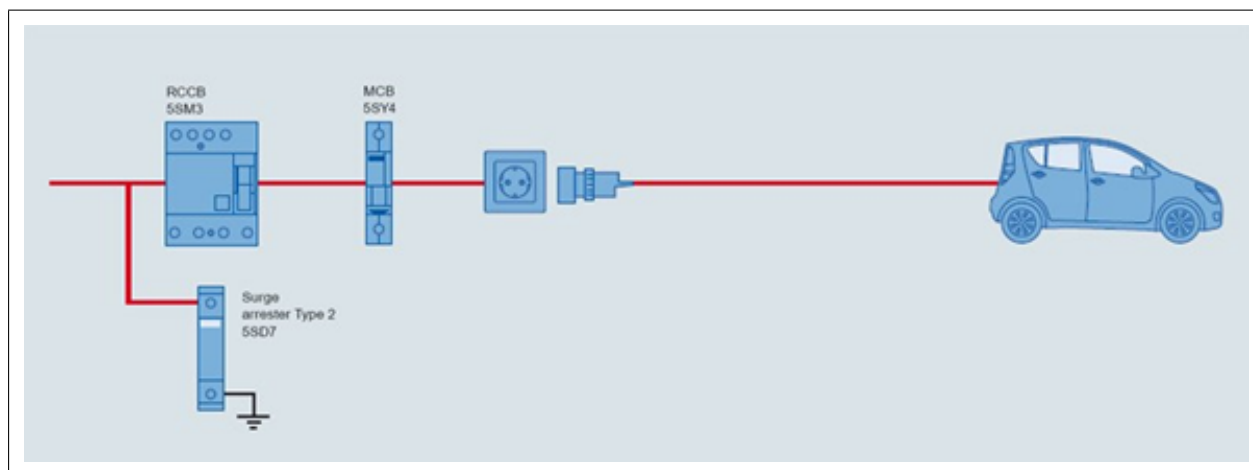


Figura 3.2: Instalação elétrica para o carregamento em modo 1, com componentes da Siemens [6].

### 3.1.2 Modo 2 :

Neste modo a corrente também é fornecida na forma AC, mas com valores de potência superiores. Para garantir a segurança em todo o processo, este requer funcionalidades adicionais, nomeadamente um conector específico por parte do EV (que possua um pino de controlo) e um cabo especial que contém um módulo que assegura a proteção no processo, conjuntamente com o pino já referido. Os restantes componentes utilizados na instalação doméstica pelo modo 1, também são necessários neste. A principal diferença entre os modos 1 e 2 é a presença de um dispositivo de corrente residual (RCD). Estes dispositivos de segurança desligam automaticamente o fornecimento de energia AC, se um desequilíbrio for detetado entre a fase e neutro, isto é, se a corrente elétrica entre a fase e o neutro não for semelhante [11]. Enquanto que o modo 1 assume que um sistema de RCD faz parte da alimentação elétrica, o modo 2 incorpora equipamentos RCD na especificação. A figura 3.3 reflete as principais diferenças entre modos já acima referidas.

Analisando a tabela 3.1, conclui-se que os tempos de carregamento diminuirão para metade comparados com o modo 1, no entanto, devido à especificidade do cabo, esta solução é dispendiosa.

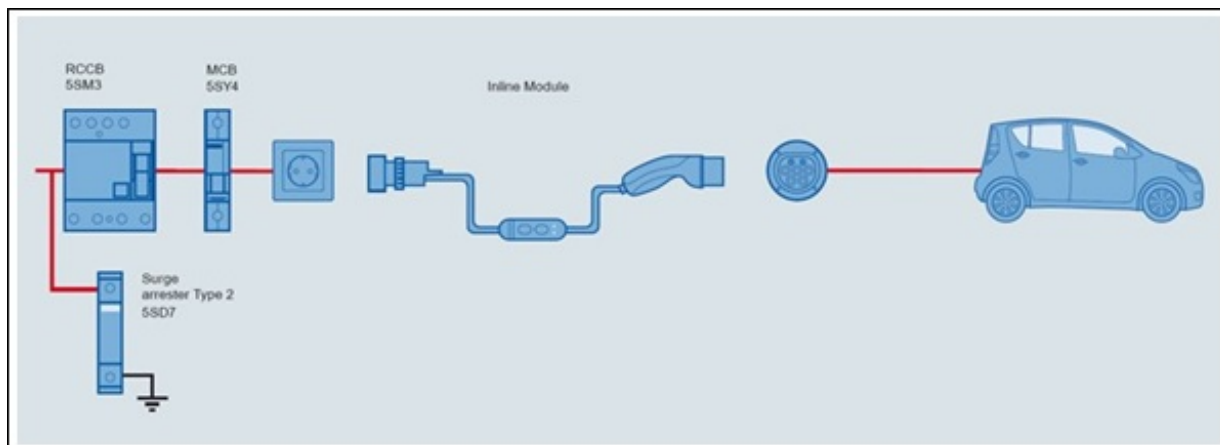


Figura 3.3: Instalação elétrica para o carregamento em modo 2, com componentes da Siemens [6].

### 3.1.3 Modo 3 :

Este é o último dos modos, no qual a transferência de corrente se procede na forma AC. Como esta pode atingir valores de potência muito elevados, ao ponto de danificar a bateria a ser recarregada, mais informação tem que ser partilhada entre o EV e a instalação que lhe fornece energia, o que torna necessário a presença de uma EVSE no sistema. Desta forma a conexão é direta entre o EV e a rede de alimentação AC utilizando EVSE dedicado onde a função de piloto de controlo estende-se aos equipamentos permanentemente ligados à rede de abastecimento AC. O cabo referido no modo 2, pode ser utilizado neste tipo de instalação, no entanto, a corrente será limitada ao valor atrás apresentado. Assim sendo o modo 3 inclui recursos adicionais de segurança que o tornam atraente para uso em pontos de carregamento públicos.

A figura 3.4 é elucidativa quanto às diferenças entre este e os modos anteriormente referidos. É necessário perceber que os limites acima apresentados correspondem aqueles que o equipamento de transferência de energia suporta. Assim, uma vez que a corrente é entregue no modo AC, necessita de retificação por parte do veículo. Também é importante referir, que as células da bateria no processo de carga aquecem, o que pode levar à sua destruição, logo torna-se essencial o controlo da sua temperatura, bem como da corrente que por elas flui. É necessária a utilização de um protocolo para garantir a partilha de toda a informação entre o EV e a EVSE.

Neste modo a ficha só recebe energia se todas as seguintes condições forem atendidas:

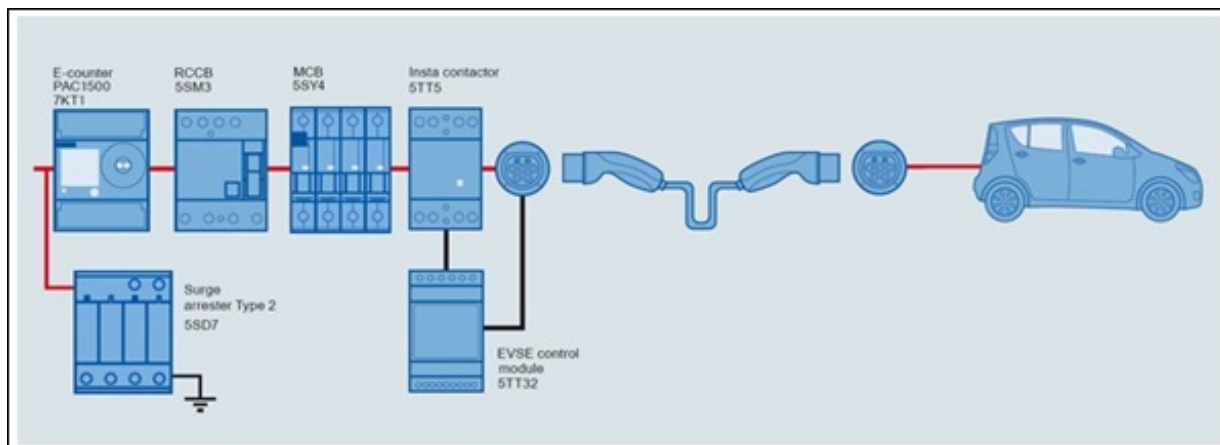


Figura 3.4: Instalação elétrica para o carregamento em modo 3, com componentes da Siemens [6].

- A ficha de alimentação do veículo está totalmente inserida (o pino piloto é o último a se conectar);
- A continuidade pela massa foi verificada (corrente presente no pino piloto);
- O veículo tenha transmitido um sinal confirmando que tudo está funcional e o carregamento está pronto para começar;

### 3.1.4 Modo 4 :

Este modo diz respeito à transferência de corrente em modo DC. A retificação do sinal fica ao cargo da EVSE, assim sendo, é necessária mais alguma troca de informação entre a EVSE e o EV, antes de se dar início ao carregamento, nomeadamente o potencial da bateria, que é um parâmetro variável entre EV's, de acordo com as suas necessidades. Os limites estipulados para este modo de carregamento encontram-se presentes na tabela 3.1.

Na figura 3.5 encontra-se presente toda a instalação necessária para processar um carregamento neste modo. Comparativamente ao modo anterior é de notar que as EVSE's se tornam bastante mais caras, mas permitem aos EV's reduzir a sua eletrónica. Este modo, também necessita de um protocolo para troca de informação.

Estas variações de características entre cada modo traduzem-se num aumento de pinos nos conectores, isto é, a compatibilidade entre modos pode não ser assegurada.

Este problema, conforme foi descrito no capítulo 2, adicionou complexidade à afirmação

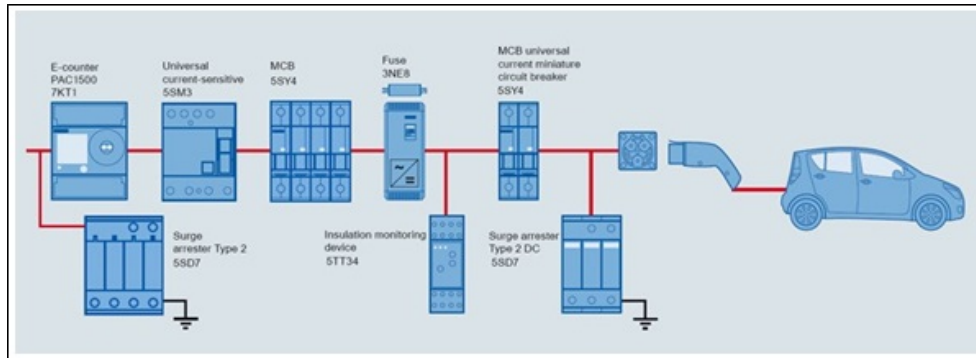


Figura 3.5: Instalação elétrica para o carregamento em modo 4, com componentes da Siemens [6].

dos EV's no mercado. Se da parte da EVSE se consegue solucionar o problema com recurso a uma estação multi-protocolo, da parte do veículo não faz sentido sobrecarregar este de conectores, que atingem dimensões consideráveis.

Uma análise aos conectores existentes (figura 3.13), uma vez mais definidos pelo IEC no documento IEC 62196, esclarece de forma mais eficaz o referido.

Como se verifica, os conectores utilizados na Europa são os do tipo 2. Também é possível verificar a compatibilidade entre o carregamento DC e AC para essas mesmas fichas. Isto significa que ao utilizar o CCS, basta seleccionar um dos conectores disponíveis para que se possa processar o carregamento AC e DC. O mesmo já não acontece quando se recorre ao protocolo DC da CHAdeMO. É de notar que as redes elétricas nacionais, nem sempre se encontram preparadas para utilizar estes protocolos no seu máximo potencial. As próximas duas secções contêm mais informação sobre os protocolos de carregamento rápido DC.

## 3.2 CHAdeMO

O protocolo de carregamento rápido DC de nome CHAdeMO foi criado por uma associação com o mesmo nome. O termo CHAdeMO é uma abreviatura para o nome CHArge de MOve que significa carga para movimento. Como se expôs, a Nissan assume papel de destaque na associação, justificado pela aposta feita na produção de EV's por esta companhia, mas produtoras como a Toyota e a Mitsubishi também fizeram parte da sua fundação. A nível Europeu verificou-se o lançamento de alguns modelos com esta opção de carregamento por parte da Peugeot e da Citroen. Na tentativa de forçar a entrada de

carros elétricos no mercado, perspetivando o acesso a energia mais barata, a União Europeia financiou a instalação de muitas EVSE's deste tipo, baseando-se no seu potencial de carregar EV's num curto período de tempo. Rapidamente os carregadores se distribuíram por todo o Mundo. A figura 3.6 mostra a evolução do número de estações instaladas.

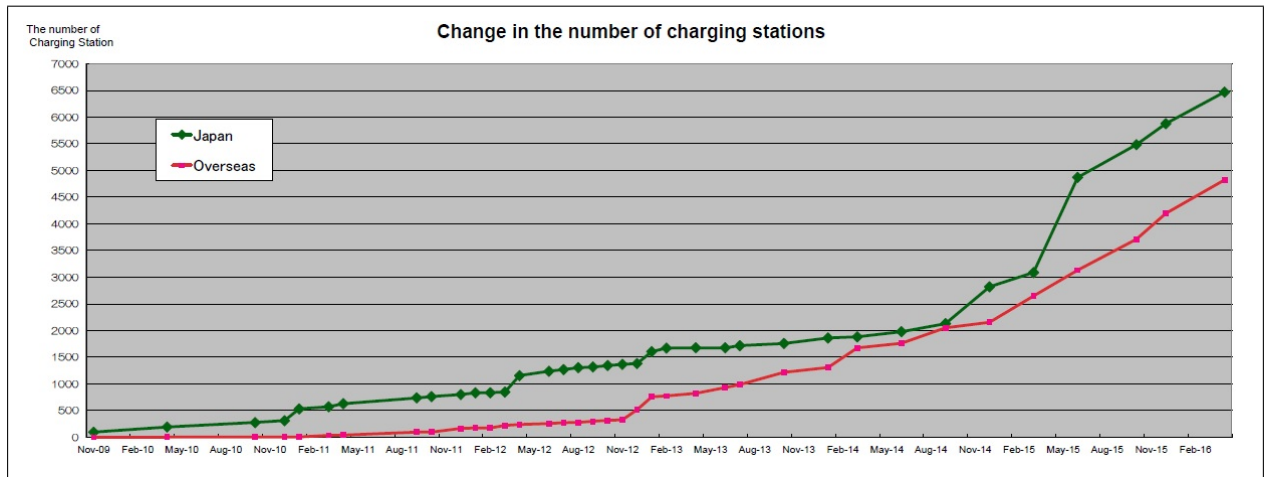


Figura 3.6: Evolução do número de estações de carregamento do tipo CHAdeMO.

### 3.2.1 Funcionamento do protocolo

O conector neste protocolo permite apenas o carregamento por DC, pelo que ao utilizar este num EV, será necessário um idêntico ao da figura 3.7 e outro que permita o carregamento AC.

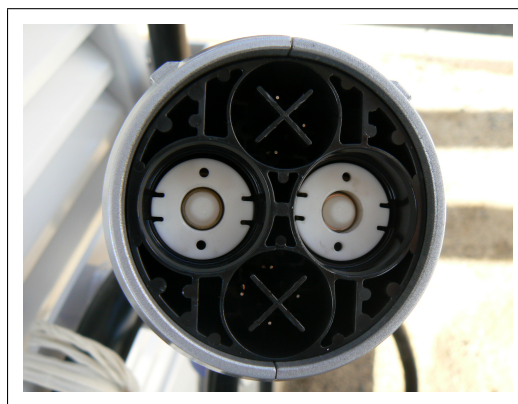


Figura 3.7: Conectores para carregador com o protocolo CHAdeMO [12].

Este carregamento, de momento, ocorre com uma corrente máxima de 125A, o que corresponde a uma potência de aproximadamente 62.5kWh. De facto infraestruturas elétricas que permitam a entrega de mais energia, não são comuns por toda a rede.

O conector permite corrente até aos 200A, pelo que a evolução do protocolo aparenta ser simples. As funcionalidades de cada pino do conector podem ser visualizadas na figura 3.8.

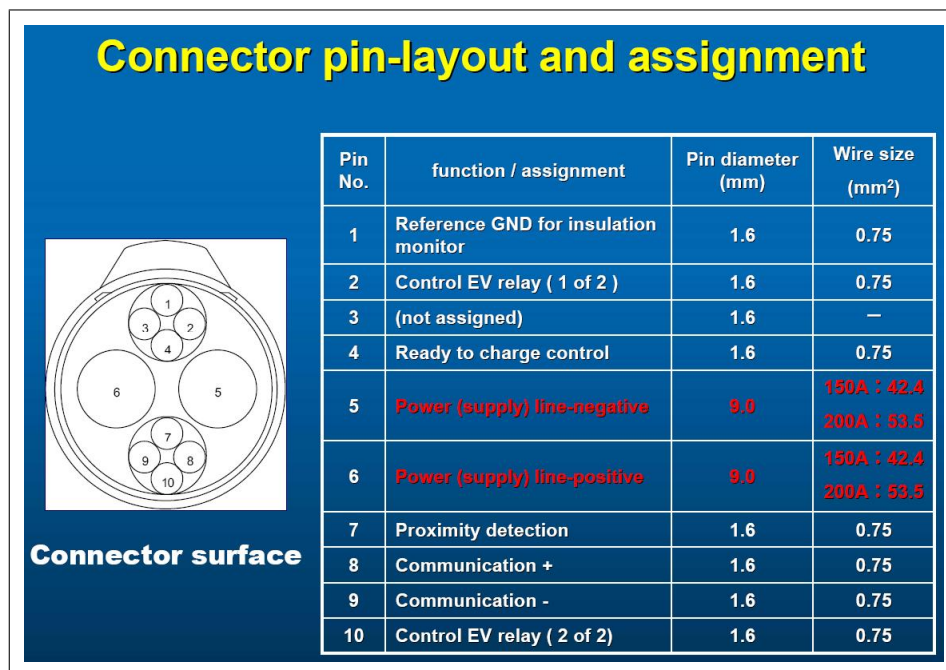


Figura 3.8: Layout do conector CHAdeMO [13].

Neste tipo de carregamento o EV é que controla a corrente a ser entregue pela EVSE, comunicando-lhe esse valor ao longo do processo. Como se pode verificar pela figura 3.9, a comunicação é efetuada via CAN.

A figura 3.10 ilustra o processo de carregamento, podendo-se verificar as mensagens trocadas entre o carregador e o EV. Este protocolo pode ser dividido em dois métodos usados para controlar o processo, o analógico e o digital. Ambos os métodos de sinalização são utilizados para referência cruzada de cada passo do processo. Isso é feito para evitar interferências causadas no sistema se este causar uma condição insegura.

As principais características deste protocolo são:

- Compatibilidade com Redes Elétricas Inteligentes - Apesar de ser uma funcionalidade adicionada recentemente, o protocolo e conectores CHAdeMO já permitem a comunicação entre a bateria e a rede elétrica segundo o protocolo "V2H (Vehicle To Home)".

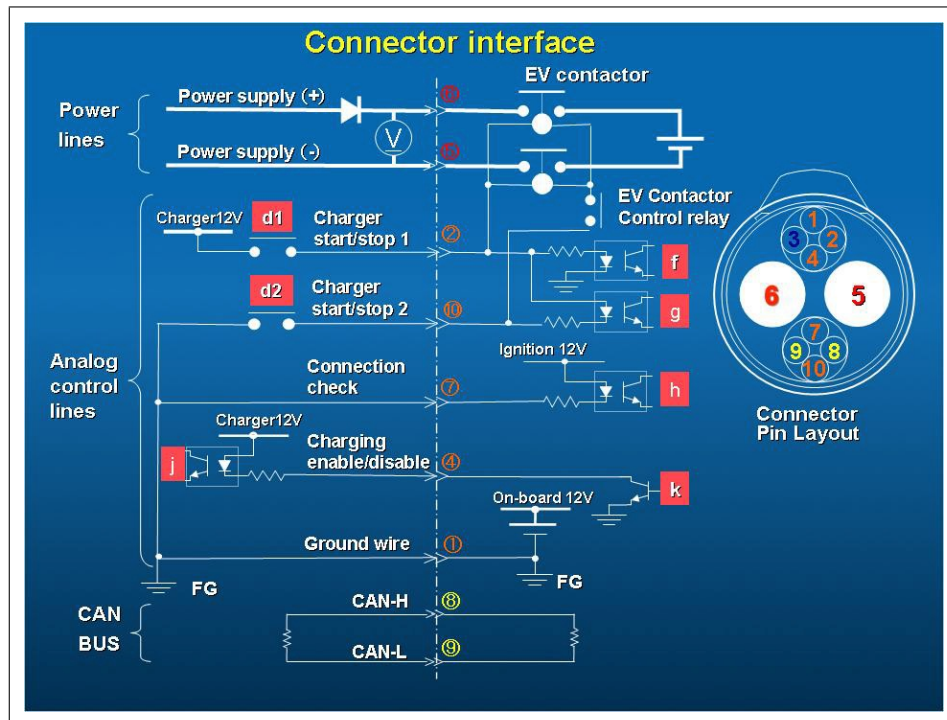


Figura 3.9: Circuito para carregamento no protocolo CHAdeMO [13].

- Conector com Acoplação Mecânica - Permite que após o início do carregamento se assegure uma ligação entre o EV e a EVSE através de um fecho mecânico.
- Proteção Contra Choques Eléctricos - Utiliza do lado da EVSE um transformador de desacoplamento entre a entrada AC e a saída DC, o que faz com que o carregamento seja feito com recurso a uma terra virtual. Requer monitor de isolamento, que permite o controlo de isolamento em redes eléctricas industriais ou terciárias com neutro isolado. O controlo da resistência de isolamento é conseguido através da aplicação de um sinal de componente contínua entre os condutores isolados e a terra. Medindo a corrente de dispersão gerada à terra para controlar o nível de isolamento.

Este protocolo apesar de estar mais concentrado por algumas partes do Globo (Zona Oriental), continua com um crescimento acentuado.



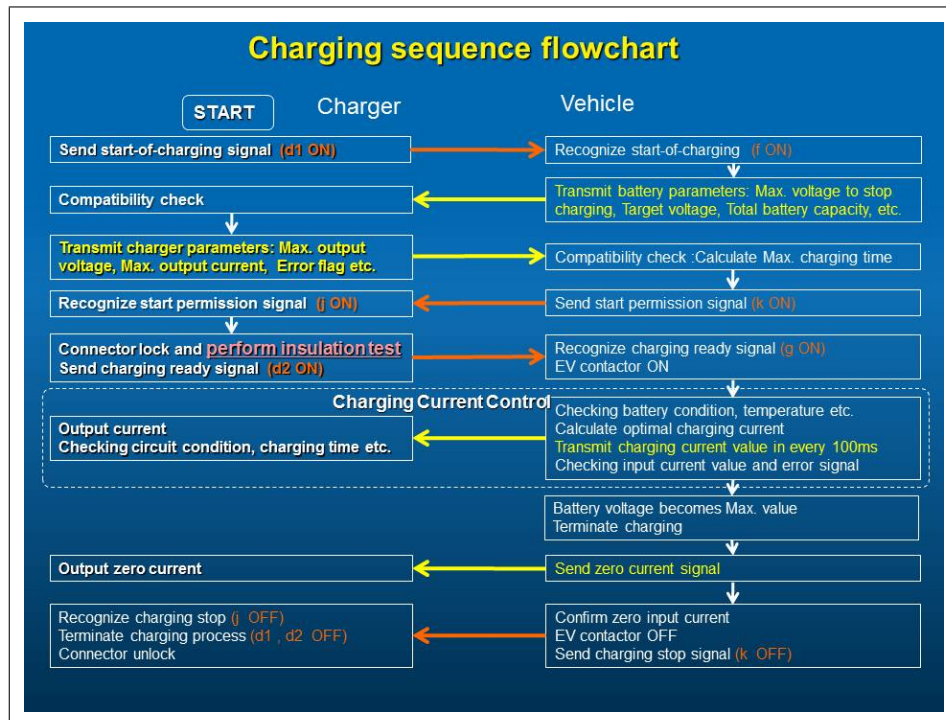


Figura 3.10: Diagrama de blocos do processo de carregamento CHAdeMO [13].

### 3.3 Combined Charging Systems

O Sistema de Carregamento Combinado foi submetido para standardização Internacional em janeiro de 2011. Este requer apenas uma única entrada de carga no veículo que pode ser usado para todos os métodos de carregamento disponíveis.

Os cenários possíveis incluem apenas uma fase de carga proveniente de uma fonte de alimentação AC, carregamento AC rápido com um conector de corrente de 3 fases (fonte trifásica) utilizado em casa ou em estações de carregamento públicas e o carregamento DC usando uma instalação doméstica ou carregamento ultra-rápido DC a partir de centrais de carregamento pública.

Isto proporciona uma maior versatilidade para os utilizadores, uma vez que podem carregar os seus veículos durante a noite usando uma tomada doméstica normal (duração de várias horas) ou carregar os seus EV's em estações de carregamento públicas de elevada potência de forma a que o veículo esteja de volta à estrada no menor tempo possível. Relembramos que para todos estes casos apenas uma entrada de carga (inlet socket) é necessária 3.11.



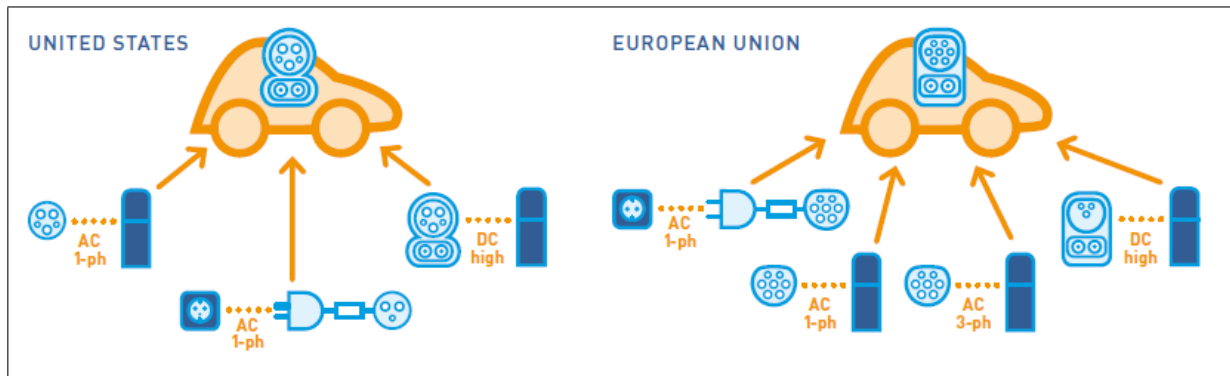


Figura 3.11: Implementação do CCS [14].

### 3.3.1 Funcionamento do protocolo

O conector de entrada do carregamento CCS está em conformidade com todos os requisitos para uma interface de carregamento universal. Equipado com todos os pinos necessários para carregar nos diversos cenários presentes em todo o mundo, o conector também dispõe de mecanismos de proteção para um carregamento seguro. Por exemplo, um sistema de bloqueio impede que o conector seja acidentalmente puxado para fora durante o carregamento. O processo de carregamento é controlado por sinais elétricos específicos, desde do momento em que o conector é ligado à entrada até ao fim do carregamento.

O sistema também possui comunicação digital totalmente automática entre o veículo e a estação de carregamento. Isso permite cenários de carregamento complexos, incluindo compensação de picos de energia relacionados com as energias renováveis.

Uma vez que o objetivo sempre foi uniformizar os conectores, o protocolo foi desenvolvido tendo por base as funcionalidades e pinos, já existentes para o carregamento do tipo AC. A figura 3.12 mostra o conector e os pinos, cujas funcionalidades são as seguintes:

- Proximity Pin (PP) - Assegura a conexão entre o EV e a EVSE;
- Control Pilot (CP) - Permite troca de informação através de um sistema PWM/DC para a comunicação EVSE → EV, e a um sistema de resistência variável, para a comunicação EV → EVSE (Modulação em amplitude);
- L1, L2, L3, Neutral - Fases e neutro, caso o carregamento se processe na forma trifásica. Apenas "L1" e "Neutral", caso seja na forma monofásica;
- Earth (PE) - Ligação física à terra.

Para efetuar o carregamento DC, sem recurso a pinos adicionais, como é necessária a

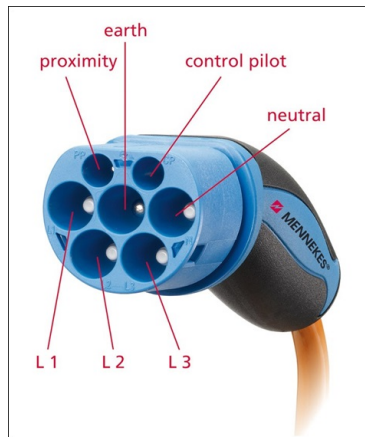


Figura 3.12: Conectores Mennekes 62196-2 [16].

troca de mais informação entre o EV e a EVSE, optou-se por utilizar um protocolo de comunicação por PLC nos pinos CP (com+) e PE (com-), o "*HomePlug GreenPHY*", que permite a fácil integração do veículo numa rede elétrica inteligente.









	Type 1/USA	Type 2/Europe	GB/China
AC	 SAE J1772/IEC 62196-2	 IEC 62196-2	 GB part 2
DC	 IEC 62196-3	 IEC 62196-3	 GB part 3/IEC 62196-3
COMBO	 SAE J1772/IEC 62196-3	 IEC 62196-3	

Figura 3.13: Conectores da norma 62916 s/ o connector da CHAdeMO [15].

Neste protocolo é também o EV que controla os valores de potencial e corrente, a utilizar no início e durante o carregamento. O valor máximo de potencial entregue por uma EVSE é neste standard 600V e a máxima corrente 400A, o que totaliza uma potência máxima teórica de 240kWh [16]. Assim sendo, ao abrigo deste protocolo o carregamento

AC e DC, pode ser processado nos conectores do standard 62916-2, bem como nos do 62916-3, figura 3.13. A principal diferença reside nos conectores do tipo 62916-3, por terem pinos dedicados para o carregamento DC, permitem assim uma maior entrega de corrente durante o processo.

Como já foi referido, a comunicação ao nível mais baixo dá-se através de PWM/DC no sentido EVSE-EV, e a um sistema de resistência variável, para a comunicação EV - EVSE. Um circuito típico encontra-se esquematizado na figura 3.14. Este circuito de resistência variável, vai permitir que a comunicação entre a EVSE e o EV se processe com os estados apresentados na tabela 3.2. É de notar que a mudança entre os estados A, B, C e D, são causados pelo EV, enquanto que a alteração entre os estados 1 e 2 é provocada pela EVSE.

Para informar o EV sobre a corrente disponível, a EVSE e o EV comunicam através do duty-cycle do sinal PWM. Para o carregamento DC, tal como é especificado na tabela 3.2, a EVSE utiliza um duty-cycle de 5%. A restante comunicação para informação e controlo é efetuada num nível superior, isto é, no mesmo pino mas por PLC.

Muitas outras informações estão disponíveis no protocolo em versão detalhada, nomeadamente questões de segurança, mas que estão fora do âmbito desta dissertação.

Estado	Conexão física EV-EVSE	S3 Fig. 3.10	EV preparado para receber energia	EVSE preparada para fornecer energia	EVSE a fornecer energia	$V_{EVSE}$ Valor Máx.	$V_{EVSE}$ Valor Min.	Tipo de sinal $V_{EVSE}$	Notas
A1	Não	N/A	Não	Não	Não	12V	N/A	DC	$V_{EV} = 0V$
A2	Não	N/A	Não	Sim	Não	12V	-12V	PWM	
B1	Sim	Aberto	Não	Não	Não	9V	N/A	DC	$R_T = 2.47k\Omega$
B2	Sim	Aberto	Não	Sim	Não	9V	-12V	PWM	
C1	Sim	Fechado	Sim	Não	Não	6V	N/A	DC	$R_T = 2.47k\Omega \parallel 1.3k\Omega$ Ventilação não requerida
C2	Sim	Fechado	Sim	Sim	Sim	6V	-12V	PWM	
D1	Sim	Fechado	Sim	Não	Não	3V	N/A	DC	Substituindo R= $1.3K\Omega$ por $R = 270\Omega$ . $R_T = 2.74k\Omega \parallel 270$ ; Ventilação requerida
D2	Sim	Fechado	Sim	Sim	Sim	3V	-12V	PWM	
E	Sim	N/A	Não	Não	Não	0V		DC	Problema com a EVSE ou com o sistema
F	Sim	N/A	Não	Não	Não	N/A	-12V		EVSE não disponível

Table 3.2: Estados do sistema - Comunicação no pino CP [17].

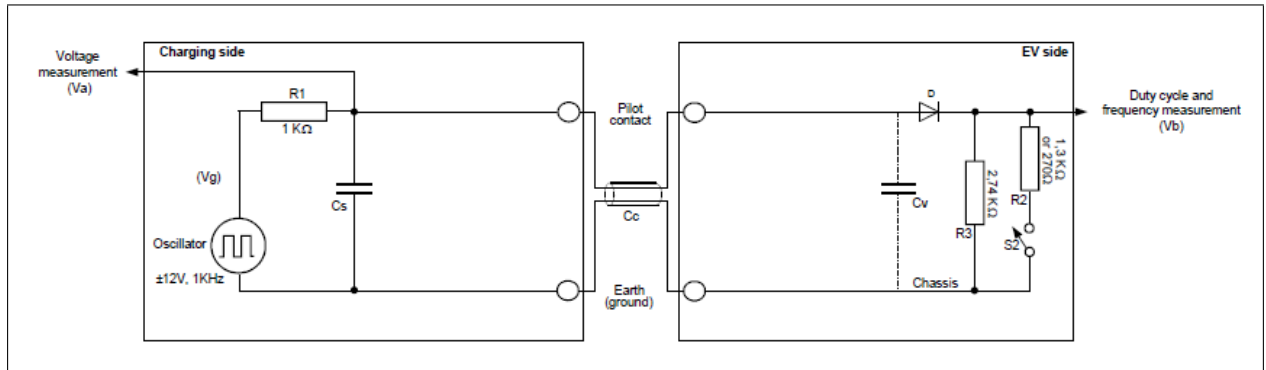


Figura 3.14: Circuito típico para o pino de controlo [10].

"Duty Cycle" fornecido pela EVSE	Corrente disponível na linha
0% duty cycle	EVSE indisponível
5%	Este "duty cycle" indica que comunicação digital, tem de ser estabelecida, entre o EV e a EVSE antes do carregamento; É este "duty cycle" que é utilizado durante o carregamento DC
$(\% \text{ duty cycle}) = \text{corrente[A]}/0.6$ $10\% < \% \text{ duty cycle} < 85\%$	6 a 51 Amperes
$(\% \text{ duty cycle}) = (\text{corrente[A]}/2.5) + 64$ $85\% < \% \text{ duty cycle} < 96\%$	51 a 80 Amperes
100% duty cycle	Corrente indisponível

Table 3.3: Especificações do carregamento de EV's no modo 4 [17].



## Capítulo 4

# Planeamento do Protótipo

Sendo este carregador do tipo ultra-rápido, terá de lidar com elevados valores de potência, o que implica o uso de componentes de dimensão elevada assim como uma forma segura de transmissão desta potência para o EV. Assim sendo, a solução mais adequada é a colocação deste fora do EV, sendo o controlo do carregamento deixado a cargo do "battery management system" (BMS).

Como foi referido anteriormente, pretendia-se que o protótipo fosse constituído numa topologia modular, de forma a cada um destes poder ser substituído futuramente, por outros que se julguem mais adequados. Este tipo de implementação permite trocar algum módulo, em caso de avaria, sem ter de trocar os restantes componentes, também permitirá que posteriormente se troque ou altere, algum dos seus constituintes, caso se pretenda adaptar o sistema para maiores potências, ou mesmo substituir por outros mais eficazes e com diferentes funções. Este tipo de abordagem torna-se mais questionável para produções em massa, devido ao facto de se ter de dimensionar os novos módulos de forma a serem retrocompatíveis, tanto em dimensões como em funcionalidades.

Optou-se então por dividir o sistema em três partes distintas. O primeiro será responsável pelo conversor de corrente alternada (AC) para corrente contínua (DC), incorporando um circuito de correção do fator de potência. O segundo módulo será um conversor DC/DC, responsável pela transformação da corrente contínua para um potencial desejado para a nossa aplicação prática. Por fim será necessário projetar um módulo de controlo por microcontrolador que será responsável por controlar o estado de carregamento da bateria assim como a monitorização da operação do circuito.

## 4.1 Módulo Conversor AC/DC

Sendo o circuito integrante deste módulo o responsável por retirar da rede elétrica a energia requerida pelo nosso sistema de carregamento, é fundamental que este cumpra alguns requerimentos, no que diz respeito ao fator potência e à distorção da forma de onda da corrente. Um baixo fator de potência e uma elevada distorção da onda de corrente causada pelos equipamentos, é um fator que contribui para um aumento das perdas nas redes de distribuição elétricas [27]. De maneira a limitar a quantidade de distorção das harmônicas e a degradação do fator de potência, optou-se por incorporar um circuito de correção do fator de potência (Active Power Factor Correction), baseado num circuito de "boost PFC", pois este é um dos métodos mais eficientes para o pretendido. O uso de filtros passivos para atingir este efeito, seria aceitável para potências baixas, mas levaria a componentes muito volumosos, pesados e dispendiosos para as potências necessárias para o carregamento ultra-rápido de EVs.

Tendo em conta que os protocolos de carregamento DC analisados no capítulo anterior, implicavam uma tensão de carregamento elevada, pretendia-se que a saída em tensão deste módulo fosse já bastante alta. Desta forma simplificava-se o design e o custo de alguns componentes no projeto do conversor DC/DC.

Tendo em conta os compromissos anteriormente mencionados, teria de se escolher uma topologia para o nosso conversor com PFC integrado. O "flyback PFC" não é "cost effective" nem eficiente a níveis de média e alta potência. A configuração "buck PFC" tem algumas desvantagens como uma tensão de saída baixa, o que implicaria correntes RMS mais elevadas no segundo estágio de conversão, originando maiores perdas, assim como uma não condução durante toda a onda de corrente. O conversor "boost PFC" tem um elevado ângulo de condução para a corrente de entrada assim como provoca uma baixa distorção da onda de corrente mantendo o fator de potência perto de 1.

A topologia escolhida então para este estágio foi o "boost PFC". Optou-se por utilizar um circuito integrado da "Power Integrations" pertencente à família "HiperPFS". Este IC providencia um controlo ativo do fator potência e uma elevada eficiência, dispondo de várias alternativas até 900W de potência.

Para implementações em que se pretende maior potência neste módulo, uma opção é recorrer a IC controladores do PFC que não incorporem o MOSFET nestes. Assim sendo usaria-se um MOSFET externo com maiores capacidades de potência ou outro dispositivo de comutação como por exemplo um IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). O controlador *PFC UCC28180* é uma das soluções propostas pela *Texas Instruments* que não



incorpora o MOSFET de potencia no seu IC, desta forma a potência deste módulo poderia ser escalada até aos limites impostos pelo MOSFET ou pelo diodo do circuito do *Boost PFC* 4.5.

### 4.1.1 Importância do PFC

Para uma alimentação AC sinusoidal com uma carga linear, o fator de potência (PF) é a medida da relação entre a potência real e potência aparente fornecida pela fonte de corrente alternada. A potência real é medida em watts e representa a energia consumida pela carga para fazer trabalho útil.

A potência reativa, é a energia que flui para trás e para a frente, entre a fonte e a carga e é o resultado da natureza reativa dos componentes no lado da carga.

Potência aparente é a soma vetorial da potência ativa e reativa. Quando a potência reativa é alta, a fonte de alimentação AC tem fornecer uma grande potência aparente, o que tipicamente obriga ao sobre dimensionamento da fonte e também resulta em perdas mais elevadas de transmissão de energia para a carga.

Cargas que retiram corrente da fonte de uma forma não sinusoidal, provocam distorção da forma de onda de tensão da fonte e levando à degradação de outros equipamentos ligados à mesma rede elétrica. Normas regulamentares(EN61000-3) impõem limites sobre a qualidade da forma de onda de corrente consumida pelos equipamentos, com a finalidade de limitar os níveis das harmónicas da corrente. Vários métodos ativos e passivos podem ser usado para moldar a corrente consumida pelos equipamentos para alcançar a conformidade com as normas regulamentares.

Para uma forma de onda sinusoidal perfeita da tensão e da corrente, PF é o co-seno do ângulo entre a fase onda de tensão e de corrente.

$$P_F = \frac{\text{Real Power}}{\text{Aparent Power}} = \frac{P_{AVERAGE}}{V_{RMS} \times I_{RMS}} = \frac{V \times I \times \cos(\phi)}{V \times I} = \cos(\phi)$$

O valor do PF, portanto, pode variar de 0 a 1 e pode ser de adiantamento ou de atraso. Em situações em que o fator de potência é de atraso, a melhoria do PF pode ser conseguida ligando condensadores ao longo da fonte. Se o PF for de avanço a solução passiva é a ligação de indutores em série.

A Figura 4.1 mostra a onda de corrente e tensão num circuito capacitivo puro. Como pode ser visto a partir da figura, a energia é transferida entre a fonte e a carga, no entanto a potência média transferida para a carga é zero.

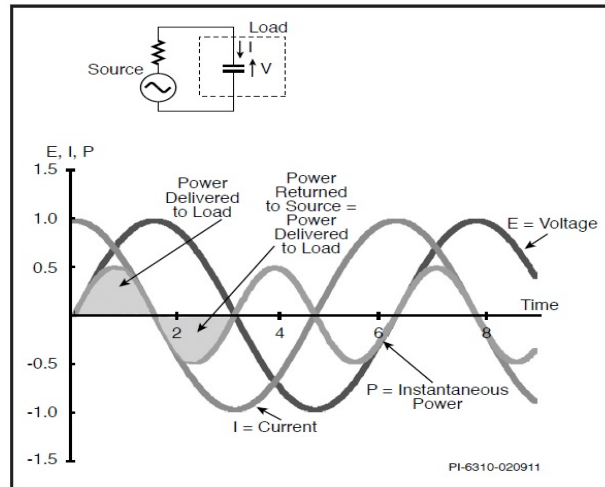


Figura 4.1: Onda de corrente e tensão num circuito capacitivo [26].

Fontes AC-DC com uma ponte retificadora tornam a uma onda de corrente não sinusoidal. A onda passa a conter harmónicas o que muitas vezes introduzem alguma distorção na forma da onda da tensão de alimentação. A uma escala mais alargada, a forma de onda de tensão AC na realidade, está muitas vezes distorcida devido ao aumento do número de cargas não-lineares que estão ligadas à rede.

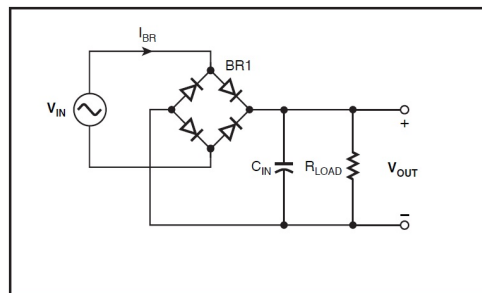


Figura 4.2: Rectificador de onda completa [27].

O circuito equivalente típico de uma fonte de alimentação AC-DC não comutada é mostrado na Figura 4.2. A Figura 4.3 mostra a forma de onda da corrente de entrada não sinusoidal resultante.

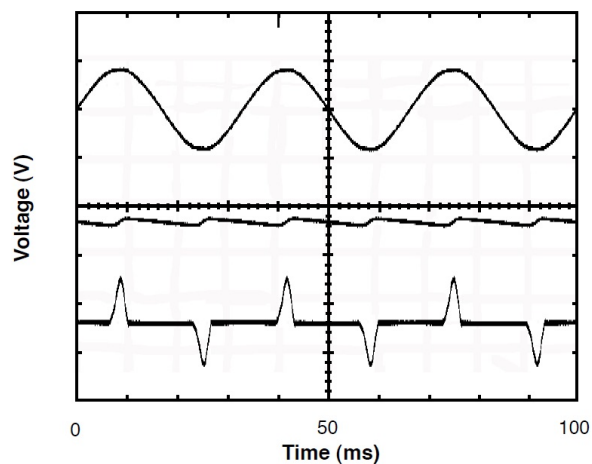


Figura 4.3: Forma de onda de um retificador de onda completa. Em cima: Tensão de entrada. No meio: Tensão de saída. Em baixo: Corrente de Entrada [27].

A Figura 4.4 mostra a forma de onda da corrente de entrada de um circuito típico de boost PFC concebido utilizando os IC da família HiperPFS. O fator de potência é próximo de 1 e é conseguido mantendo alta eficiência em grande parte da gama de carga.

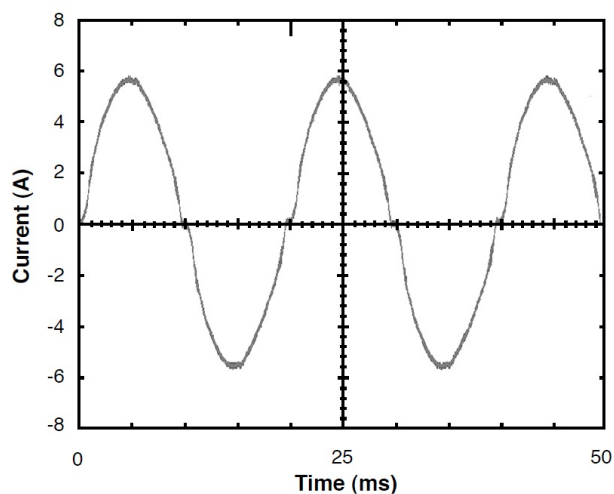


Figura 4.4: Forma de onda da corrente de entrada de um "CCM Boost PFC" [27].

#### 4.1.2 Boost PFC e modos de operação

A configuração básica do circuito de Boost é mostrada na Figura 4.5. Este circuito requer o uso de um indutor, um diodo e um elemento de comutação, tipicamente um MOSFET. A tensão de saída do conversor é maior do que a de entrada. Tipicamente os

circuitos de "boost PFC" são concebidos de modo a que a tensão de saída regulada do conversor seja mais alta do que o maior pico da tensão de entrada.

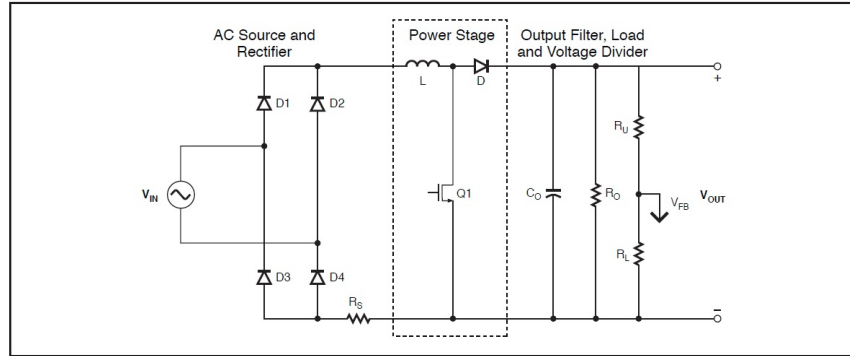


Figura 4.5: Configuração básica de um boost PFC [26].

Permite-se desta forma, que o circuito tenha uma forma de onda da corrente de entrada, semelhante à forma de onda da tensão de entrada, para toda a gama de operação. Como referido anteriormente, tensões de saída mais elevadas ajudam a reduzir as perdas no segundo estágio de conversão, uma vez que implicam correntes mais baixas, assim como permite o uso de uma menor capacidade filtrante, uma vez que a energia armazenada num condensador sobe com o quadrado da tensão.

O diagrama de blocos simplificado de um controlador típico baseado num "boost PFC" é mostrado na Figura 4.6. A tensão na saída da ponte retificadora serve como referência para amplificador de controlo de corrente. A amplitude da referência é o produto da amplitude da forma de onda da tensão, após a ponte de díodos, e a saída do amplificador de erro, que faz o "sensing" da tensão de saída do PFC.

O conversor boost opera armazenando energia no indutor enquanto o MOSFET está a conduzir. Durante este tempo, a energia requerida pela carga é fornecida pelo condensador de saída. Quando o MOSFET para de conduzir, a polaridade da tensão através do indutor inverte-se, fazendo com que o diódo de saída comece a conduzir e a energia é transferida para o condensador e para a carga. Figura 4.7 mostra os dois estados de operação do circuito básico de "boost" .

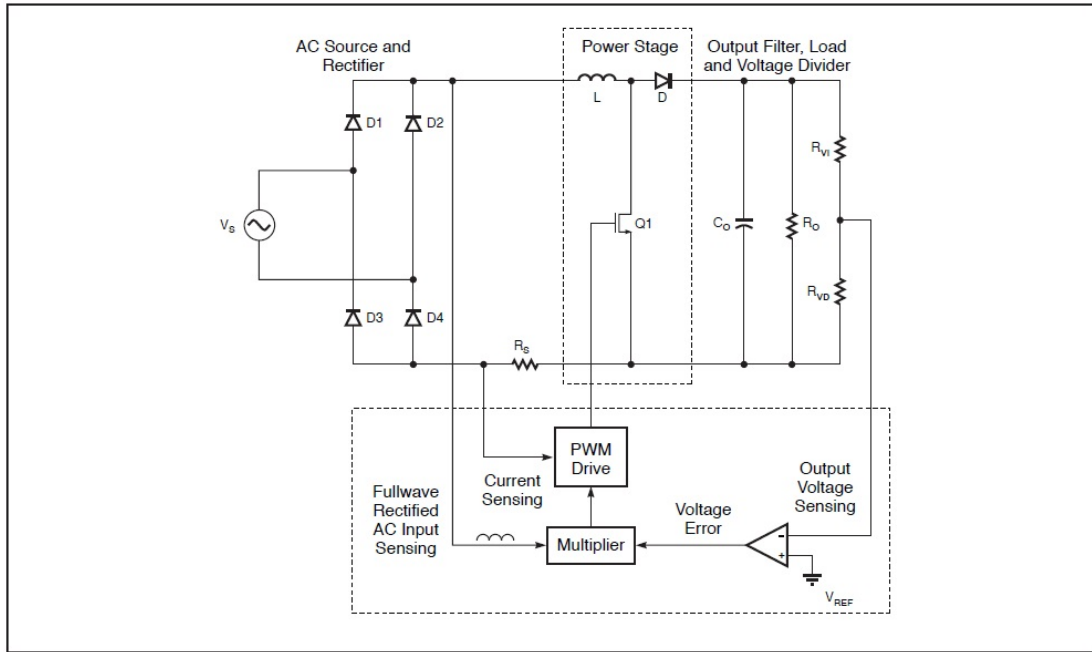


Figura 4.6: Configuração básica de um boost PFC com diagrama de controlo [26].

O "duty cycle" do sinal de controlo da operação do MOSFET é determinado pela técnica de controlo utilizada para moldar a forma de onda da corrente de entrada. O MOSFET é tipicamente posto em condução ou em corte de forma imediata e a sua frequência de comutação é elevada, tipicamente na gama de 65 kHz a 120 kHz, de forma a minimizar o tamanho do indutor necessário.

Considera-se que o conversor boost está a operar no modo de condução descontínua (DCM), quando toda a energia armazenada no indutor em cada ciclo de comutação, é completamente transferida quando o MOSFET está desligado. Desta forma a corrente no MOSFET é nula no início do ciclo ON. Se a energia armazenada no indutor não for completamente transferida para a saída, existe energia residual no indutor no início do período ON do MOSFET. Assim sendo, a corrente através do MOSFET começa a partir de um valor não nulo e o conversor é considerado estar a funcionar no modo de condução contínua (CCM). O CRM (Critical Mode Boost Converter) opera, ligando o MOSFET exatamente no momento em que toda a energia armazenada no indutor, foi transferida para a saída e o indutor não tem energia residual. A forma de onda da corrente de entrada resultante para os três modos de operação anteriormente descritos estão ilustradas mostradas na Figura 4.8 .

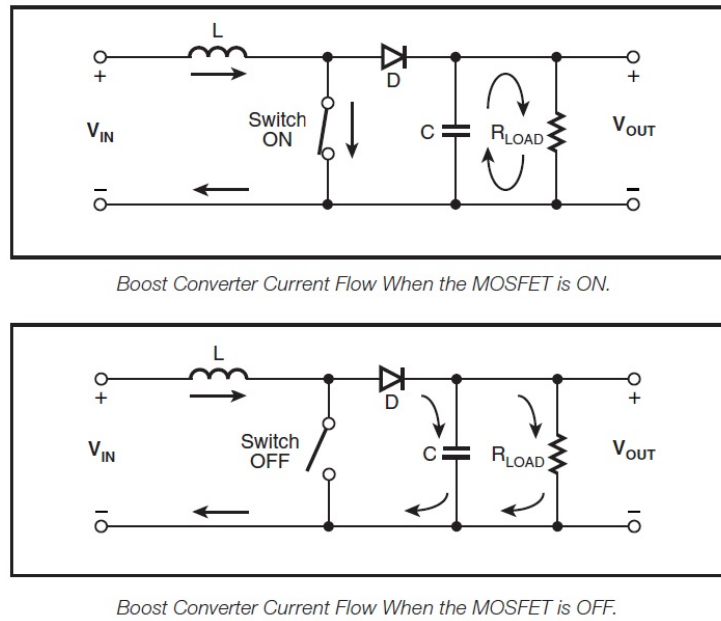


Figura 4.7: Estados de operação do circuito básico boost [26].

Operar no modo DCM provoca elevados picos de corrente no MOSFET, originando a maiores perdas de comutação e condução no MOSFET. O ripple elevado de pico para pico na corrente do indutor também induz maiores perdas no indutor.

O modo de operação CRM tem as mesmas desvantagens de operação do modo DCM, com a vantagem de reduzir a interferência electro magnética (EMI).

O funcionamento em CCM reduz o ripple da corrente no indutor, o que se traduz em menores perdas no indutor, enquanto diminuiu também a propagação da EMI. Sendo os picos de corrente menores do que nos modos de operação CRM ou DCM, as perdas de condução no MOSFET e no díodo diminuem. Com uma ampla oferta de retificadores com uma recuperação ultra rápida no mercado, o modo CCM é a escolha preferida para uma ampla gama de aplicações de baixo, médio e elevada potência de aplicações PFC.

Desta forma, a configuração "CCM boost PFC" é a mais adequada para uma ampla gama de aplicações. A tabela 4.1 destaca as diferenças relativas entre as configurações CCM, CRM e DCM.

O IC escolhido para fazer o controlo do "boost PFC Converter", usa a técnica CCM PFC, é fabricado pela Power Integrations e pertence à família HiperPFS.

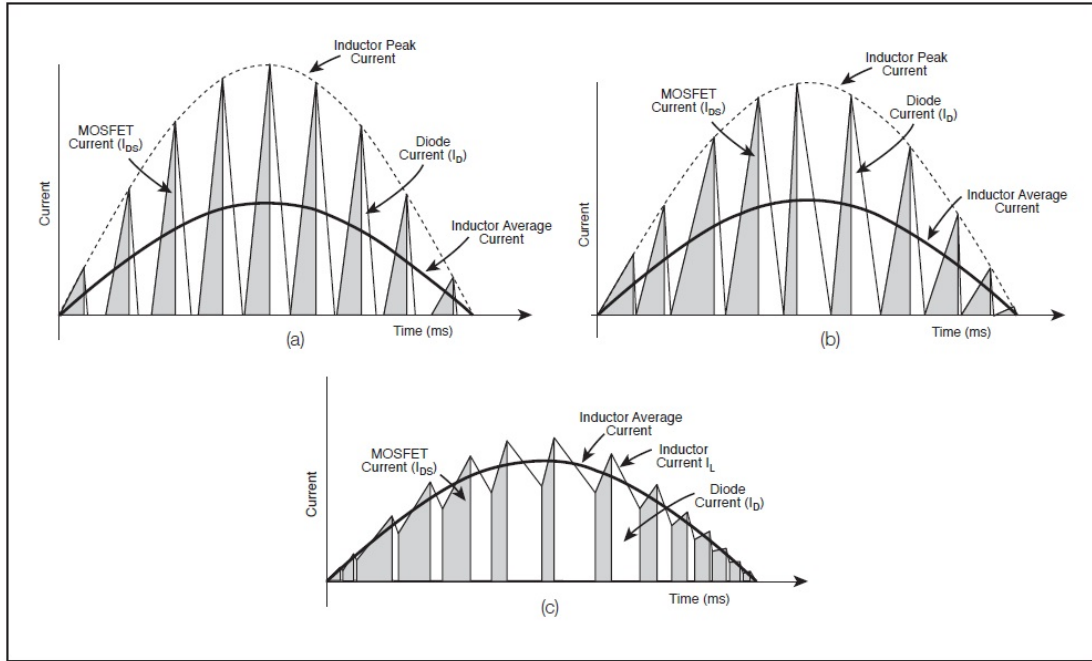


Figura 4.8: Formas de onda da corrente de entrada: DCM(a), CRM(b), CCM(c) [26].

Feature	CRM and DCM	CRM Interleaved	CCM
Cost Input Filter	High	High	Low
Cost PFC Choke	High	High	Low
Cost MOSFET	-	High	-
Cost Diode	-	High	-
Cost Bulk Capacitor	High	Low	Low
Cost Control IC	Low	High High	-
THD	High	Low	Low
Efficiency	High	High	High
Power Density	Low	High High	High
Commonly Used	Yes	-	Yes

Table 4.1: Comparação relativa das opções CCM, DCM e CRM PFC.

### 4.1.3 HiperPFS Boost PFC Converter

Típicamente um conversor boost PFC é composto por um filtro de EMI, uma ponte retificadora, um circuito boost e um condensador filtrante na saída. Para além destes componentes base é de bom termo incorporar componentes adicionais necessários para proteção de circuito, como um fusível, um varistor e um ou mais limitadores da corrente de

entrada, nomeadamente daquela que decorre do transiente aquando da ligação do circuito.

Um diagrama esquemático que mostra os componentes básicos do circuito usando o controlador integrado HiperPFS está representado na Figura 4.9.

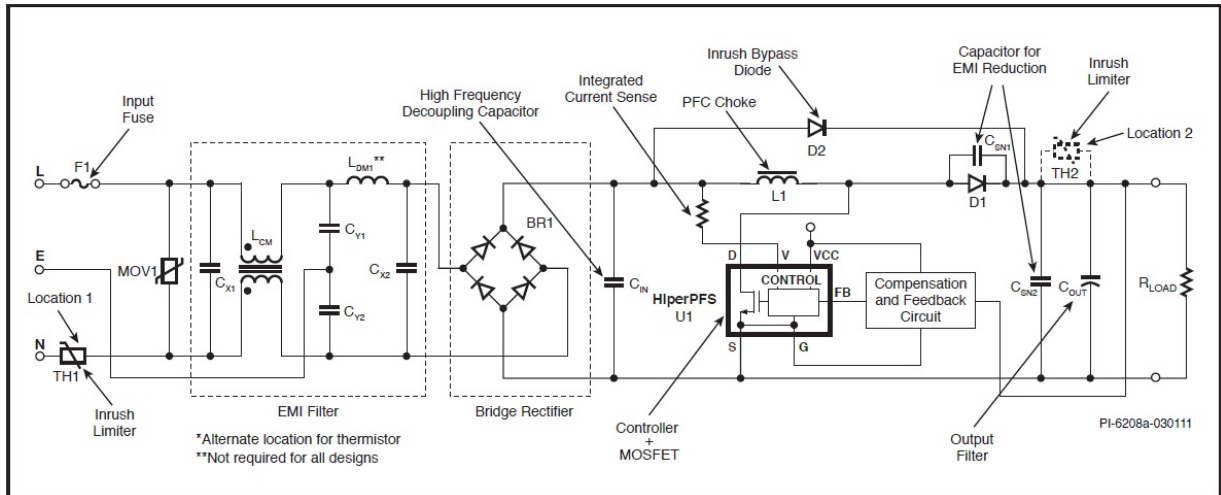


Figura 4.9: Esquemático base para o circuito Boost PFC [27].

Este circuito apresenta um fusível na entrada, que isola o circuito da rede elétrica no caso de uma sobrecarga na saída ou em caso de falha de qualquer um dos componentes do circuito que origine num excesso de corrente proveniente da entrada. Os limitadores "inrush" (termistores), limitam a corrente de entrada durante o período inicial para um nível que impede a falha de qualquer um dos componentes utilizados. O circuito de filtro EMI, é constituído por filtros de modo diferencial e de modo comum, limita o ruído de comutação transmitidos para a fonte AC. A ponte retificadora (BR1) retifica a AC proveniente da rede. O circuito constituído pelo indutor L1, MOSFET integrado (U1) e pelo diodo D1, opera como um conversor boost. O circuito de controlo detecta a tensão de saída e ajusta o ciclo de operação do MOSFET de modo a regular a tensão de saída. O circuito de "feedback" da tensão de saída e compensação, acondiciona os valores da tensão de saída, para um valor baixo, de forma a estes poderem ser utilizados pelo controlador, providenciando uma malha de compensação, visando estabilizar a operação do circuito.

O diodo D2 serve para fazer um "bypass", pois é necessário para garantir que o condensador de saída é pré carregado durante o pico da tensão de entrada no "start-up" do circuito, providenciando um caminho alternativo à corrente de carregamento inicial dos condensadores. Desta forma a corrente de carregamento é encaminhada através do diodo



D2 em vez de passar pelo indutor L1 e pelo diodo D1. Caso este diodo não estivesse presente no circuito, a corrente inicial fluiria pelo indutor L1 resultando num aumento da tensão de saída, podendo atingir o dobro do pico do tensão de entrada (caso não houvesse carga na saída), provocando danos no condensador de saída e no MOSFET interno de U1.

Um ciclo de comutação começa com a entrada em condução por parte do MOSFET Q1. A tensão drain-source através do MOSFET cai para um nível baixo e corresponde ao produto de  $R_{DS(ON)}$  do MOSFET e da corrente que entra drain. O diodo de saída D1 está inversamente polarizado, permanecendo em corte durante o periodo ON do MOSFET. A corrente através do indutor aumenta linearmente até o MOSFET entrar no estado OFF. Quando o MOSFET passar ao estado OFF, a polaridade inversa do indutor leva a que a corrente do indutor comute para o diodo de saída. A queda de tensão através do diodo de saída é a queda para a frente do diodo devido ao fluxo da corrente através do diodo. A tensão de drain-source do MOSFET é a soma da tensão de saída no condensador  $C_{OUT}$  mais a queda no diodo. As formas de onda, que ilustram o funcionamento deste conversor, são mostradas na figura 4.10.

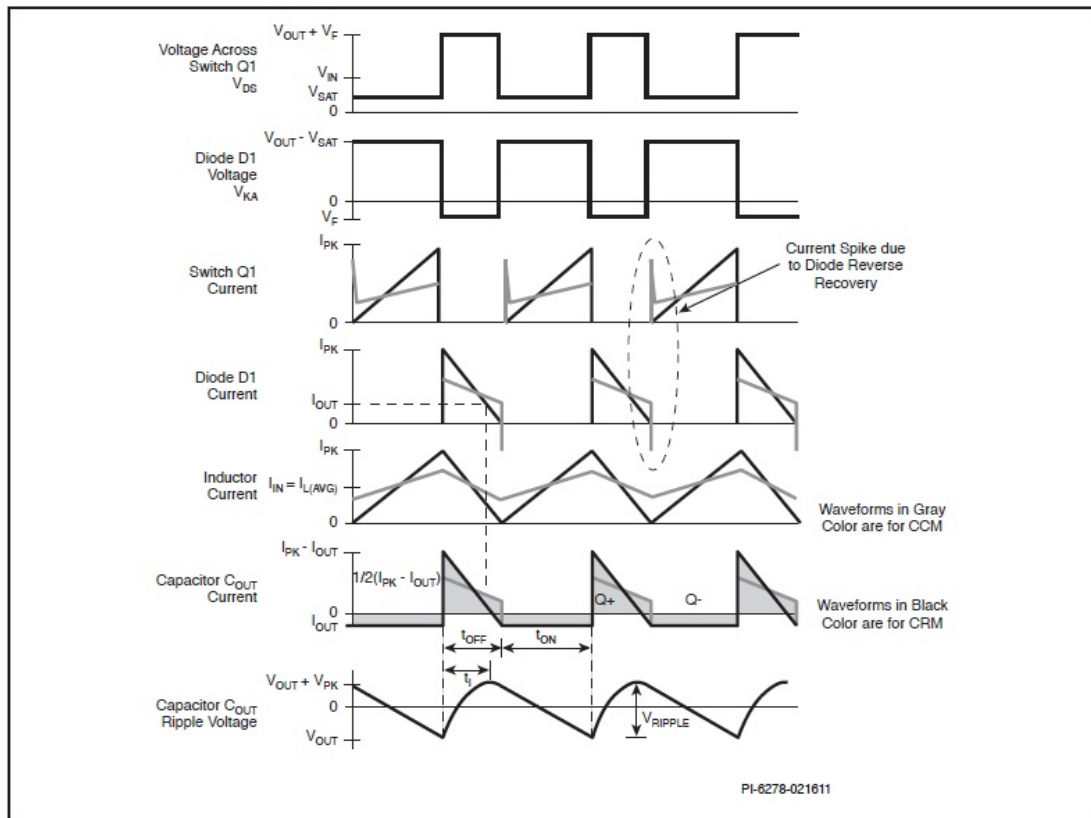


Figura 4.10: Formas de onda do circuito em operação [26].

## 4.2 Módulo Conversor DC/DC

Das várias topologias de conversores DC/DC disponíveis atualmente, cabe ao projetista a tarefa de selecionar a que melhor serve todas as suas necessidades muitas delas contraditórias. Tipicamente os fatores que mais influenciam a escolha são a eficiência, densidade de potência (ou seja, o tamanho do conversor), dificuldade de design e o custo de produção do mesmo.

Entre as diversas topologias existentes, nenhuma é superior a todas as outras em todos os aspectos. Desta forma a consideração de todas as topologias disponíveis é uma tarefa desafiante, assim sendo, vamos considerar as vantagens e desvantagens das duas principais classes topológicas: frequência fixa com modulação da largura do pulso(PWM) e frequência variável (PFM) num circuito quasi-resonant com comutação para corrente ou tensões nulas(ZCS e ZVS respectivamente).

Apesar de o PWM ter um design mais simples, a sua eficiência diminui com o aumento da frequência de operação. A operação a altas frequências, em conversores comutados, é uma das principais chaves para alcançar elevada densidade de potência, pois permite o uso de menores indutâncias, filtros e condensadores. Desta forma com conversores de comutação a frequências fixas, as perdas de comutação aumentam diretamente com a frequência de operação, limitando o limiar de densidade de potência atingível. Por outro lado, conversores de frequência variável superam esta barreira da frequência, através do uso de técnicas de comutação para correntes ou tensões nulas.

A segunda grande diferença entre os conversores DC-DC de frequência fixa e frequência variável é o ruído gerado durante as comutações, mais uma vez um parâmetro importante. Assim sendo, o conversor ressonante começou a ser encarado como uma das possíveis soluções. Devido à sua característica 'soft-switching' o conversor ressonante DC/DC permite reduzir consideravelmente as perdas de comutação e obter uma baixa emissão EMI.

De um modo geral, conversores ressonantes são conversores de comutação que incluem um circuito com um tanque de ressonância, participando este de forma ativa na determinação do fluxo de potência entre a entrada e a saída. A família de conversores ressonantes é extremamente vasta, não sendo uma tarefa fácil ilustrar tudo numa única figura. De forma a facilitar esta tarefa, é possível fazer referência a uma propriedade partilhada pela maior parte, se não todas, as tipologias desta família. Todas elas se baseiam num "inversor ressonante", isto é, um sistema que converte uma tensão contínua numa tensão sinusoidal (normalmente, numa harmónica de baixa frequência), fornecendo alimentação AC a uma carga. O princípio de funcionamento baseia-se numa rede de comutação que

gera tipicamente uma tensão de onda quadrada, que é aplicada a um tanque ressonante sintonizado para a componente fundamental da onda quadrada. Desta forma, o tanque vai responder principalmente a esse componente e de forma insignificante para os harmônicos de ordem superior, de modo a que a sua tensão e/ou corrente será sinusoidal ou de uma forma bastante aproximada. Como é ilustrado na Figura 4.11, através da retificação e filtragem da onda sinusoidal à saída do inversor ressonante é possível obter um conversor ressonante DC/DC capaz de fornecer alimentação DC a uma carga.

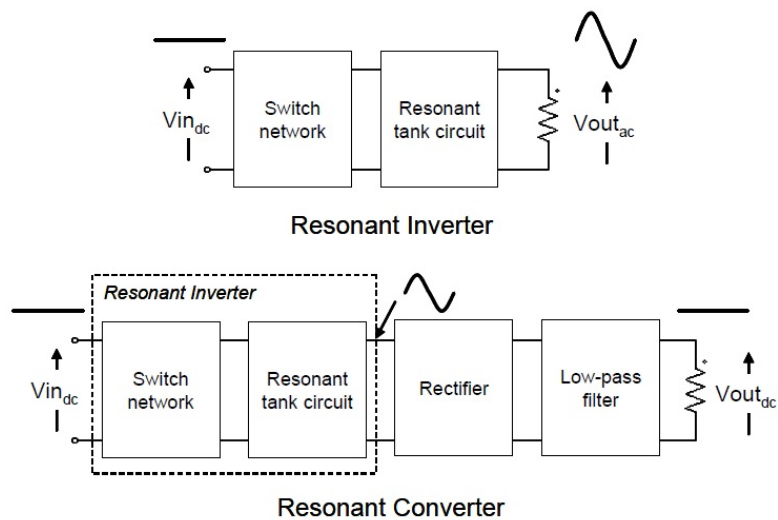


Figura 4.11: Diagrama de blocos de um inversor ressonante e de um conversor ressonante [29].

Diferentes tipos de inversores DC/AC podem ser obtidos através da combinação dos vários tipos de rede de comutação e características do tanque de ressonância. No que diz respeito à rede de comutação, vamos limitar a nossa atenção para as que operam o tanque ressonante de forma simétrica, tanto a nível de tensão como de tempo, e atuam como uma fonte de tensão. Assim sendo temos dois tipos de topologia, 'half-bridge' e 'full-bridge', que vamos abordar mais a frente.

Relativamente aos tanques ressonantes, estes podem ser compostos por dois ou três elementos reativos, originando varias opções de configuração. As configurações que mais notoriedade têm obtido, são o conversor ressonante série (a carga está ligada em série com tanque de ressonância), conversor ressonante paralelo (a carga está ligada em paralelo com o tanque de ressonância) e o conversor ressonante série-paralelo (o circuito do tanque de ressonância é uma combinação da topologia dos conversores série com paralelo).

### 4.2.1 Técnicas de redução das perdas de transição dos MOSFETs

Antes de entrarmos em mais detalhe sobre as categorias dos conversores ressonantes, vamos analisar o processo que gera perdas durante as transições dos MOSFETs. Para isso abordamos um circuito simples como o da Figura 4.12, onde está representada uma 'half-bridge'. Cada elemento de comutação é também representado com um diodo anti-paralelo, que pode ser um diodo externo ou o diodo intrínseco do MOSFET.

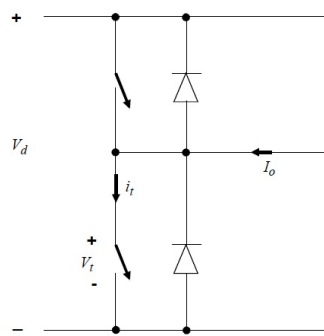


Figura 4.12: Circuito half-bridge [33].

Neste exemplo uma tensão de entrada ( $V_d$ ) é aplicada e uma corrente de saída ( $I_o$ ) é considerada. O MOSFET inferior encontra-se inicialmente fechado e é aberto no instante  $t_0$ , sendo novamente fechado no instante  $t_1$ . As formas de onda idealizadas para tensão e corrente são mostrados na Figura 4.13. Neste caso pode-se verificar que as áreas sombreadas consistem nas perdas energéticas que se repetem a cada ciclo do sinal PWM, são as denominadas 'hard-switching losses'. Outro problema oriundo de tensões elevadas e da comutação da corrente num curto período de tempo é o elevado stresse que os MOSFETs têm que lidar durante a comutação. Picos de tensão e/ou corrente são um subproduto da comutação quase instantânea.

Durante a transição 'turn-on', a tensão permanece quase constante no seu valor máximo enquanto que a corrente está a aumentar, apenas no final a tensão cai para zero. Um comportamento semelhante ocorre nas transições 'turn-off'. A solução para este caso passa por tentar projetar um circuito de comutação que opere o sistema de tal maneira que, durante o tempo de comutação, a tensão do MOSFET e/ou a corrente estão o mais próximo possível de zero. Estas técnicas de 'soft-switching' são conhecidas como 'zero voltage switching' (ZVS) e 'zero current switching' (ZCS).

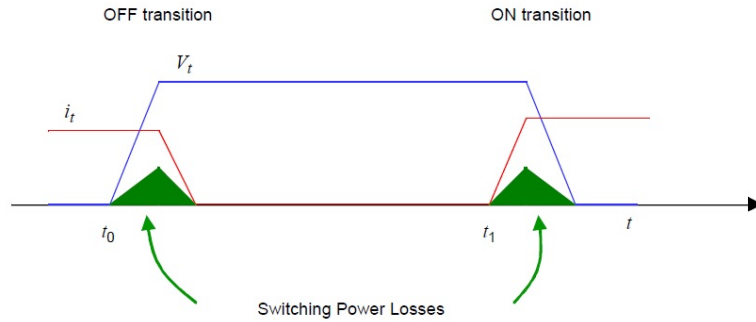


Figura 4.13: Perdas de comutação dos MOSFETs [33].

Para se obter o ZVS durante o 'turn-on', deixa-se primeiramente descarregar a capacitância entre o dreno e a source do MOSFET, desta forma a tensão  $V_{ds}$  é zero, permitindo a comutação sem perdas. De seguida o sinal de controlo PWM activa o MOSFET, permitindo que a corrente que circula por este ( $I_d$ ) comece a aumentar. Quando o sinal de controlo PWM é desativado, a tensão  $V_{ds}$  começa a crescer mas a corrente  $I_d$  ainda circula pelo MOSFET. Esta técnica está ilustrada na Figura 4.14, na qual podemos verificar que as perdas do MOSFET foram eliminadas durante o 'turn-on', mas durante a transição 'turn-off' existem quantidades significantes de corrente e tensão, que originam perdas de comutação. Tipicamente esta técnica é preferida em aplicações de alta tensão e elevada potência.

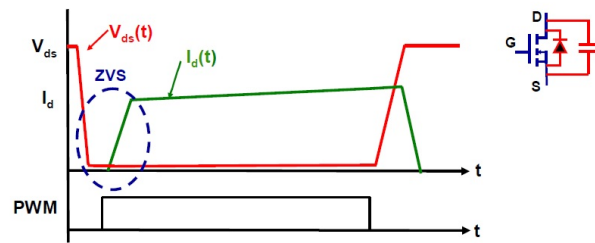


Figura 4.14: Demonstração da técnica ZVS na transição ON do MOSFET [32].

A técnica de ZCS pode ser implementada quer durante o 'turn-on' ou 'turn-off' do MOSFET. A Figura 4.15 ilustra a sua implementação durante a transição 'turn-off', na qual verificamos que inicialmente ocorre a ativação do sinal de controlo PWM, permitindo que a corrente  $I_d$  comece a aumentar enquanto a tensão  $V_{ds}$  diminui. Quando a corrente  $I_r$  é nula, o sinal PWM desativa o MOSFET levando ao aumento da tensão  $V_{ds}$ . Nesta demonstração eliminamos as perdas de comutação do MOSFET durante a transição ON/OFF,

mas verifica-se uma quantidade significativa de tensão e corrente na transição OFF/ON originando perdas de comutação. Como se pode verificar, estas técnicas de 'soft-switching' ajudam a eliminar as perdas de comutação assim como o ruído no sistema, melhorando a performance EMI.

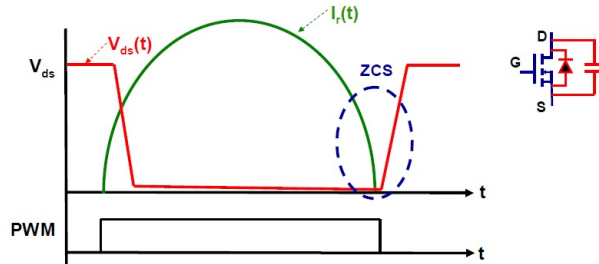


Figura 4.15: Demonstração da técnica ZCS na transição OFF do MOSFET [32].

#### 4.2.2 Conversor Ressonante Série

Para um conversor ressonante série (SRC) o tanque de ressonância é constituído por uma indutância  $L_r$  e por uma capacitância  $C_r$  numa configuração série. A carga  $R_L$  também está ligada em série com o tanque ressonante (Figura 4.16).

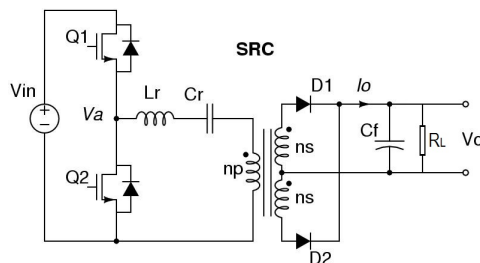


Figura 4.16: Half-Bridge Series Resonant Converter.

No conversor de ressonância série (SRC), o tanque de ressonância e a carga criam um divisor de tensão, limitando desta forma o ganho no tanque ressonante para um valor igual ou menor que um. Uma vez que a impedância do tanque ressonante é dependente da frequência, a tensão do conversor ressonante série à saída pode ser controlada comutando de frequência de operação.

A baixas frequências, aumentando a frequência de comutação sobe-se a tensão de saída, sendo que na frequência ressonante ( $f_n = f_{clk}/f_{ress} = 1$ ), a queda de tensão no tanque de ressonância é igual a zero, desta forma a tensão de saída é igual à tensão de entrada

( $G = 1$ ). Operando a frequências superiores à de ressonância, a tensão à saída começa a diminuir, este facto deve-se ao aumento da impedância do tanque ressonante contrariamente à impedância de carga (Figura 4.17).

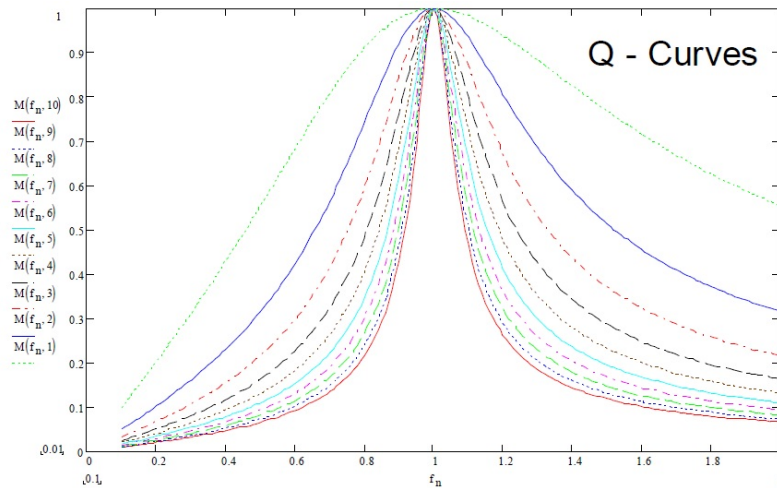


Figura 4.17: Curvas de Ganho de Tensão do Conversor Ressonante Série [32].

A operação acima da frequência de ressonância é preferível, mesmo sendo a regulação da tensão de saída possível tanto acima ou abaixo da frequência de ressonância, pois caráter indutivo acima da frequência de ressonância permite alcançar ZVS.

Os SRC podem operar sem carga de saída, mas nestas condições a tensão de saída não pode ser regulada. A regulação da tensão de saída também é limitada pelo valor da carga. Se a carga for muito baixa, a frequência de comutação teria de ser elevadíssima (teoricamente infinita), de forma a manter a tensão de saída desejada. Desta forma, a regulação da tensão de saída para pequenas/inexistentes cargas é bastante limitada.

À medida que a frequência de operação aumenta, a impedância do tanque ressonante também; isto significa que há mais energia que está a circular no tanque ressonante em vez de ser transferida para a saída. Considera-se a energia circulante a energia devolvida à fonte em cada ciclo de comutação. Quanto mais energia for enviada de volta para a fonte, durante cada ciclo de comutação, mais energia precisa ser processada pelos semicondutores, levando a maiores perdas de condução.

Com a análise a cima descrita, chegamos à conclusão que o SRC não é um bom candidato para um conversor DC/DC. Os principais problemas desta topologia são a dificuldade de regulação da tensão de saída para cargas pequenas, elevada energia circulante no tanque de ressonância e as elevadas correntes durante a comutação para tensões de entrada

elevadas.

### 4.2.3 Conversor Ressonante Paralelo

Outra topologia possível é o conversor ressonante paralelo (PRC) representado na Figura 4.18. O conversor paralelo usa o mesmo tanque ressonante que o conversor ressonante série, isto é, o indutor  $L_r$  encontra-se em série com a capacidade  $C_r$ . A diferença entre estes dois tipos de conversor reside na conexão da carga com o tanque de ressonância. Neste caso, a carga é ligada em paralelo com a capacidade  $C_r$ .

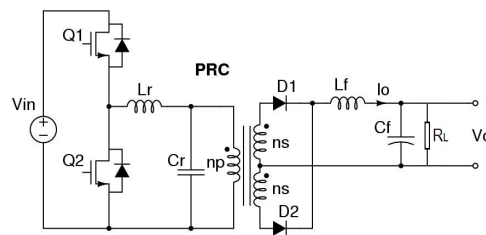


Figura 4.18: Half-Bridge Parallel Resonant Converter.

Nesta configuração, o divisor de tensão é constituído pela impedância do indutor  $L_r$  e a impedância da combinação paralela da capacidade  $C_r$  e a carga  $R_L$ . A DC ou baixa frequência de comutação a tensão à saída do conversor é igual a tensão de entrada.

À medida que se aumenta a frequência de comutação, a tensão de saída também aumenta devido às características do tanque ressonante. A tensão de saída máxima é alcançada à frequência de ressonância, na qual tensão de saída é  $Q$  vezes maior do que a tensão de entrada, sendo  $Q$  o fator de qualidade do tanque ressonante. Quando opera acima da frequência ressonante a tensão de saída diminui, devido à impedância do indutor se tornar mais dominante face à impedância condensador.

O conversor ressonante paralelo pode controlar a tensão de saída, mesmo em condições sem carga. Por outro lado, a ligação permanente do tanque ressonante com a rede de comutação traz algumas desvantagens à frequência nominal. Nesta situação o tanque de ressonância tem uma baixa impedância, isto leva a elevadas correntes a circular no tanque de ressonância, mesmo quando não há carga na saída. Para obter ZVS o conversor deve operar a cima da frequência nominal.

Através da análise a cima referida, podemos ver que a PRC também não é um bom candidato para conversor DC/DC, sendo os fatores mais impeditivos as elevadas correntes que circulam no tanque e as elevadas correntes durante a comutação para tensões de entrada



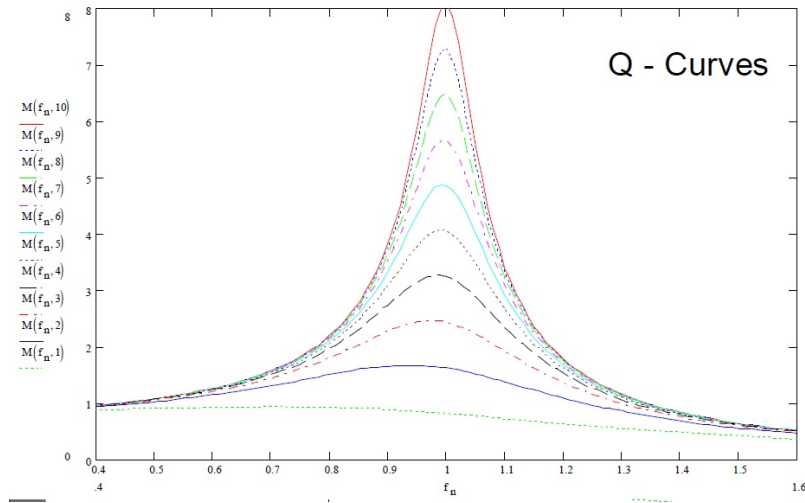


Figura 4.19: Curvas de Ganho de Tensão do Conversor Ressonante Paralelo [32].

elevadas.

#### 4.2.4 Conversor Ressonante Série-Paralelo LCC

Este tipo de conversor, como foi dito anteriormente, é uma combinação do SRC com o PRC. O esquemático deste pode ser observado na Figura 4.20. Esta topologia (SPRC) combina as melhores características do PRC e do SRC. A carga está em série com a indutância  $L_r$  e com a capacidade  $C_s$ , originando menos corrente a circular no tanque comparado com o PRC. O condensador  $C_p$  está em paralelo com a carga, permitindo regular a tensão de saída mesmo quando opera em aberto.

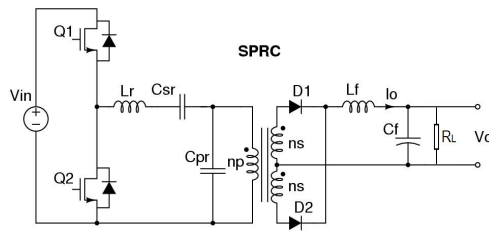


Figura 4.20: Half-Bridge Series Parallel Resonant Converter.

De forma semelhante ao SRC e ao PRC, a região de operação também foi projetada para frequências superiores à de ressonância para alcançar ZVS. Para grandes variações de carga a frequência de comutação tem de estar perto da ressonante pois o ganho DC deste conversor tem um decréscimo abrupto fora da gama ressonante. Relativamente à corrente

de entrada, esta é bastante menor do que no caso do PRC e um pouco maior do que no caso do SRC, isto significa que no SPRC a energia circulante no tanque de ressonância é inferior ao PRC.

Apesar de o SPRC combinar as melhores características dos PRC e SRC, como a diminuição da corrente circulatória e a baixa dependência da carga, este tipo de conversor tem a grande desvantagem de as perdas de condução e comutação aumentarem para tensões de entrada elevadas.

Neste ponto podemos concluir que estes três tipos de conversor referidos anteriormente não cumprem o requisito de baixas perdas para frequências elevadas e tensões de entrada altas. De forma a obtermos elevada frequência de comutação e elevada eficiência, temos de procurar por outra topologia.

#### 4.2.5 Conversor Ressonante Serie-Paralelo LLC

O conversor ressonante LLC é a topologia mais popular dos tanques de ressonância com três componentes. O tanque de ressonância é constituído por dois indutores  $L_r$ ,  $L_m$  e um condensador  $C_r$  (Figura 4.21), sendo a carga ligada em paralelo ao indutor  $L_m$ .

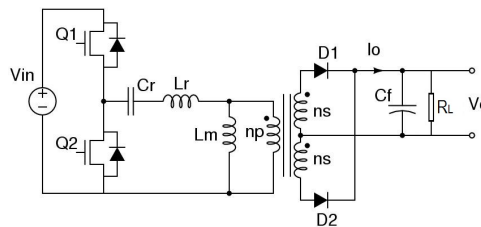


Figura 4.21: Half-Bridge LLC Resonant Converter.

O conversor ressonante LLC resolve todos os inconvenientes mencionados anteriormente. A tensão de saída pode ser controlada pela queda de tensão no indutor  $L_m$ , mesmo operando sem carga. Na frequência ressonante a corrente é limitada pelo indutor  $L_m$ , por conseguinte, a corrente que circula através do circuito ressonante pode ser mantida num nível aceitável. Outra vantagem do conversor ressonante LLC é o facto de poder ser projetado para operar com ZVS ao longo de toda a gama de cargas, utilizando a indutância magnetizante do transformador.

A característica DC do conversor pode ser dividida em duas zonas, a região onde o ZCS é alcançável e a região ZVS, como será mostrado mais à frente. Como o tanque de ressonância é composto por três elementos reativos ( $C_r$ ,  $L_r$  e  $L_m$  4.21), temos duas duas frequências de

ressonância associadas a este circuito, uma determinada pelos componentes ressonantes  $L_r$  e  $C_r$ , outra por  $L_m$ ,  $C_r$  e condição de carga. A primeira está relacionada com a condição de condução nos enrolamentos do secundário, em que a indutância  $L_m$  desaparece devido ao curto circuito dinâmico provocado pelo filtro passa-baixo e pela carga, pois a tensão de saída  $V_{out}$  é constante implicando que a variação da tensão através da indutância  $L_m$  também o seja. Para este caso temos:

$$f_{R1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \times C_r}} \quad (4.1)$$

A segunda frequência ressonante é relevante para a condição do enrolamento secundário em aberto, em que o circuito do tanque passa de LLC para LC pois  $L_r$  e  $L_m$  podem ser somados como um único indutor:

$$f_{R2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \times C_r}} \quad (4.2)$$

Normalmente,  $f_{R1}$  é referida como a frequência de ressonância do tanque ressonante LLC, enquanto  $f_{R2}$  é por vezes chamado a segunda frequência de ressonância. A separação entre  $f_{R1}$  e  $f_{R2}$  depende do rácio de  $L_m$  e  $L_r$ . Quanto maior for esta proporção, mais afastadas estarão as duas frequências e vice-versa. A Figura 4.22 ilustra as curvas características do ganho deste conversor ressonante. Neste gráfico podemos observar que para a frequência ressonante ( $f_{R1} = f_n$ ) o ganho é unitário, enquanto que  $f_{R2}$  é responsável pelo pico de ganho presente do lado esquerdo (baixas frequências).

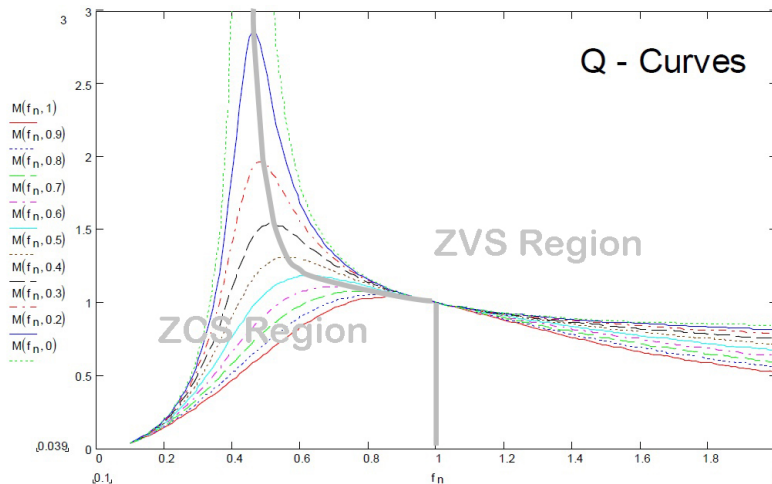


Figura 4.22: Curvas características de Ganho de Tensão do Conversor Ressonante LLC [32].

À medida que a carga se torna maior, a frequência de ressonância vai sendo cada vez maior. Por outro lado enquanto a tensão de entrada diminui, mais ganho pode ser obtido utilizando uma frequência de comutação menor. Com a escolha certa dos parâmetros do conversor ressonante, este pode operar na região ZVS para diferentes cargas e tensões de entrada.

Como pode ser verificado pela Figura 4.22, para  $f > f_{R1}$ , este conversor tem a mesma característica DC do SRC. Enquanto que para  $f < f_{R1}$ , as características DC do PRC e do SRC disputam a dominância. Neste caso, para cargas maiores o SRC será dominante, enquanto quando a carga for menor a característica do PRC irá dominar. De seguida iremos então examinar, com mais detalhe, as formas de onda de operação para a frequência ressonante.

De forma a tornar esta análise mais simples vamos assumir que temos uma rede de comutação 'half-bridge' a comandar o tanque de ressonância e uma retificação de onda completa à saída.

## Operação à Frequencia Ressonante

Esta secção descreve o funcionamento do conversor LLC na ressonância, que é quando os MOSFETs são operados com a mesma frequência que a frequência de ressonância do tanque, sendo esta definida pelos componentes selecionados.

Em termos gerais a corrente do lado primário é constituída por duas componentes, a corrente de magnetização ( $i_m(t)$ ) que não contribui para a transferência de energia para a saída do conversor e a corrente do tanque ( $i_t(t)$ ), que é responsável pela transferência de energia para a saída.

Para o instante  $t < t_0$ , o MOSFET  $Q2$  está em condução assim como o diódo  $D4$  enquanto que o MOSFET  $Q1$  e o diódo  $D3$  estão cortados. A queda de tensão através da capacidade  $C1$  é igual à tensão de entrada  $V_{DC}$  (Figura 4.23).

Durante o período  $t_0 < t < t_1$  ambos os MOSFETs estão em corte (conhecido como o tempo de 'dead-time') assim como os díodos  $D3$  e  $D4$  estão inversamente polarizados (Figura 4.24). Neste período o condensador à saída está a fornecer a corrente requerida pela carga. Do lado do enrolamento primário podemos observar que a corrente de magnetização está a circular de forma constante, levando a descarga do condensador  $C1$  e à carga do  $C2$ . Esta corrente deve ser suficientemente elevada de forma a conseguir descarregar/carregar os condensadores antes de acabar o período de 'dead-time' (Figura 4.27).

Para o intervalo de tempo  $t_1 < t < t_2$  o MOSFET  $Q1$  inicia a transição para o estado

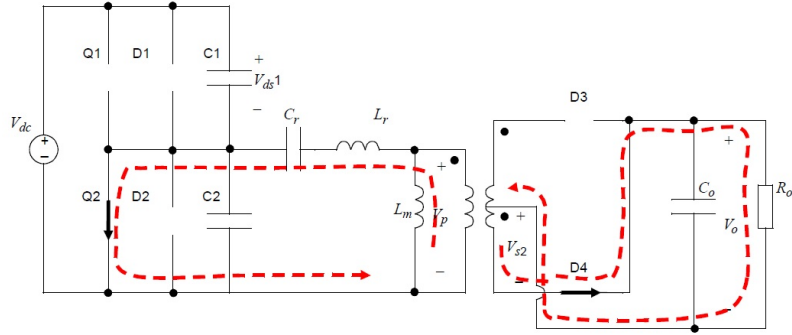


Figura 4.23: Circuito LLC para  $t < t_0$  com  $f = f_r$  [33].

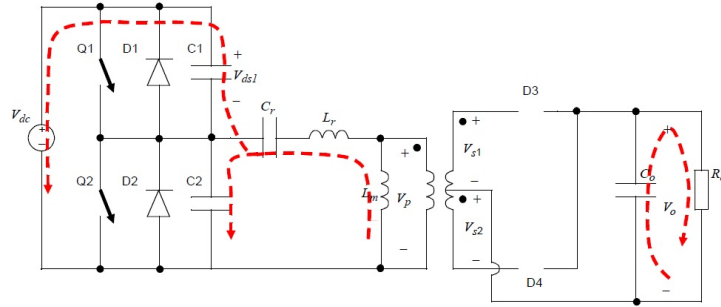


Figura 4.24: Circuito LLC para  $t_0 < t < t_1$  com  $f = f_r$  [33].

ativo enquanto o  $Q2$  continua em corte. Inicialmente a corrente de magnetização é negativa, levando o diodo interno do MOSFET a conduzir. O diodo  $D3$  também se encontra a conduzir. Quando o MOSFET  $Q1$  é ativo a tensão  $V_{ds}$  do mesmo é igual a zero, desta forma é obtido o ZVS (Figura 4.25).

Enquanto apenas  $D1$  conduz, a corrente primária é de novo a corrente de magnetização, que não participa na transferência de energia. Assim que  $Q1$  é fechado, o gerador de entrada  $V_{dc}$  fornece a energia a ser transferida para a saída. Note-se que durante este intervalo de tempo, a corrente do tanque é negativa, o que significa que flui para  $V_{dc}$ .

No espaço de tempo  $t_2 < t < t_3$ , o MOSFET  $Q1$  e o diodo  $D3$  estão a conduzir. Este é o primeiro intervalo em que ocorre transferência de energia. A corrente do tanque é fornecida pela fonte de tensão e a corrente magnetizante é gerada pela tensão do secundário refletida para o primário do transformador pela relação do número de espiras. A tensão na indutância  $L_m$  está fixa, levando ao aumento linear da corrente de magnetização (Figura 4.27).

A corrente sinusoidal do tanque que flui no primário do transformador vai gerar uma

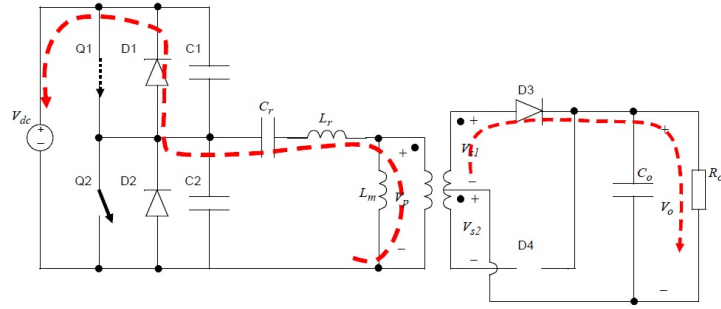


Figura 4.25: Circuito LLC para  $t_1 < t < t_2$  com  $f = f_r$  [33].

corrente sinusoidal no lado secundário do transformador relacionadas pelo rácio de espiras. No final do ciclo de comutação da corrente que atravessa o díodo  $D3$  vai ser nula, desta forma obtém-se ZCS no secundário.

No intervalo  $t_3 < t < t_4$ , o MOSFET  $Q1$  e  $Q2$  estão em corte,  $D3$  e  $D4$  estão inversamente polarizados (Figura 4.26). Neste período a corrente no primário é a corrente de magnetização, que se mantém essencialmente constante. O funcionamento do circuito é o mesmo do que no 'dead-time' anterior, excepto agora é o condensador  $C1$  a ser carregado enquanto o condensador  $C2$  é descarregado. A tensão  $v_{ds}(t)$  de  $Q1$  sobre ligeiramente acima de  $V_{DC}$  e ao mesmo tempo a tensão no  $C2$  torna-se negativa.

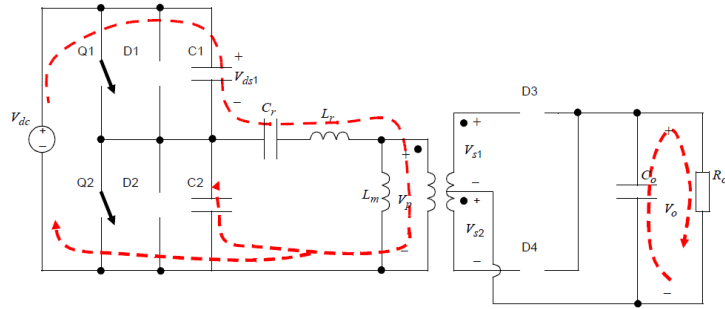


Figura 4.26: Circuito LLC para  $t_3 < t < t_4$  com  $f = f_r$  [33].

A operação do circuito para os intervalos de tempo remanescentes será o inverso do primeiro meio ciclo (Figura 4.27).

A operar a esta frequência o tanque ressonante tem um ganho unitário e tem a maior eficiência alcançável. Desta forma a relação de espiras do transformador deve ser projetada de forma a permitir a operação neste modo ( $f = f_r$ ) para as tensões de entrada e de saída nominais.

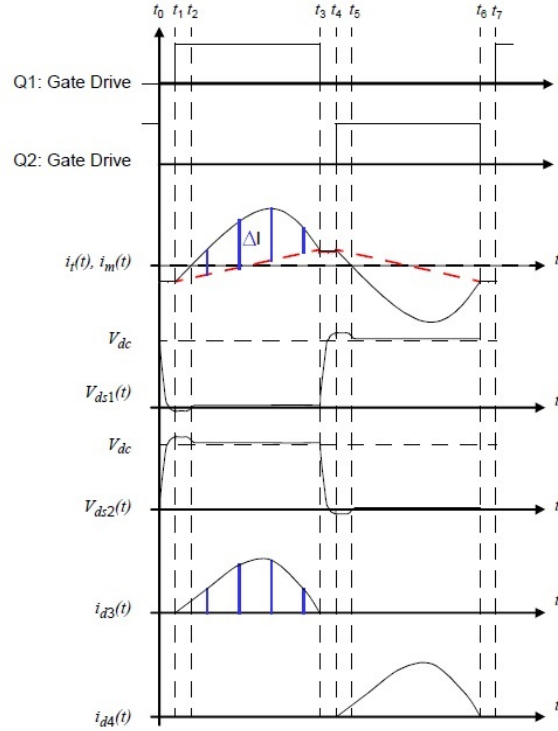


Figura 4.27: Formas de onda do Conversor LLC a operar a  $f = f_r$  [33].

### Operação Abaixo da Frequência Ressonante

Depois de analisarmos em detalhe o funcionamento do circuito à frequência ressonante, vamos analisar as diferenças no comportamento do circuito quando o conversor opera abaixo da frequência de ressonância.

A operar abaixo da frequência de ressonância a onda sinusoidal fundamental do tanque terá um período mais curto que a frequência de comutação (diminuição da frequência de comutação equivale a um aumento no período de comutação). A partir da figura 4.28 podemos observar que a corrente do tanque será igual à corrente de magnetização antes do período de comutação acabar ( $t_x - t_3$ ). A partir deste ponto o fluxo de corrente no primário é o da corrente de magnetização.

Devido à energia circulante no lado primário no instante de comutação as perdas de condução são maiores relativamente ao modo anterior. Tipicamente o conversor opera neste modo para baixas tensões de entrada onde é necessário obter um ganho superior.

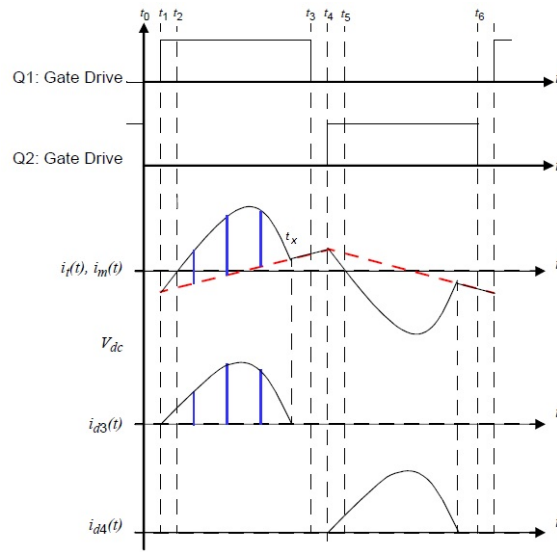


Figura 4.28: Formas de onda do Conversor LLC a operar a  $f < f_r$  [33].

## Operação Acima da Frequência Ressonante

Neste caso o período de ressonância é maior que o período de comutação. No final do período de comutação a corrente do tanque é maior do que a corrente de magnetização. A seguir à comutação vem o intervalo de tempo 'dead-time', no qual a corrente do tanque decresce rapidamente para o valor da corrente de magnetização, de forma a que um novo ciclo possa ser iniciado.

Uma vez que a comutação ocorre antes de o período de ressonância acabar, as correntes do tanque são elevadas a cada comutação, originando perdas maiores nos MOSFETs e provocando cortes abruptos na condução dos díodos de retificação, este modo de operação tem menos eficiência que o anterior.

O conversor opera neste modo para maiores tensões de entrada, onde é preciso diminuir o ganho do conversor.



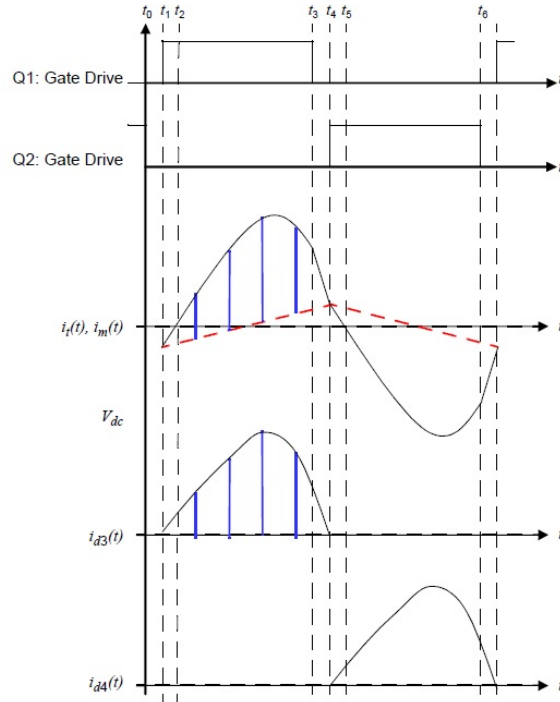


Figura 4.29: Formas de onda do Conversor LLC a operar a  $f > f_r$  [33].

## 4.2.6 Redes de comutação e Retificadores

Um dos benefícios dos conversores LLC é o facto de poderem ser implementadas diferentes configurações para a excitação do tanque de ressonância. Tipicamente a rede de comutação pode ser composta por uma configuração 'full-bridge' ou 'half-bridge' (Figura 4.30), tendo cada uma delas os seus benefícios e contras, dependendo também do caso a aplicar.



Figura 4.30: Redes de comutação Full-Bridge e Half-Bridge [24].

A rede de comutação 'half-bridge' apenas contém dois MOSFETs, sendo um fator a favor do ponto de vista do custo. Por outro lado, tem o dobro da corrente média a circular

em cada MOSFET comparativamente à outra configuração apresentada. Sendo o quadrado da corrente rms, quatro vezes superior enquanto que o numero de MOSFETs é duas vezes menor, podemos concluir que as perdas por condução são o dobro nesta configuração.

Embora a 'half-bridge' apenas necessite de metade do número de voltas do primário para o mesmo ganho de tensão e fluxo magnético, implicando metade da resistência do enrolamento primário, as perdas de condução no primário são duas vezes maiores em comparação com a 'full-bridge' devido ao quadrado da corrente RMS ser quatro vezes superior. A comparação entre este dois tipos de configurações pode ser observada na tabela 4.2.

$I_{rms}$	$I_{rms}^2$	Número de MOSFETs	Perdas de condução nos MOSFETs	$Np$	$R_{pri}$	Perdas de condução no Primário
$\times 2$	$\times 4$	$\div 2$	$\times 2$	$\div 2$	$\div 2$	$\times 2$

Table 4.2: Comparação do 'half-bridge' relativamente ao 'full-bridge' [24].

Em suma, é mais adequado usar uma rede de comutação 'full-bridge' para aplicações em que a potência ou a corrente do lado do primário é elevada, desta forma pode-se diminuir as perdas de condução. Por outro lado, para aplicações com menores correntes no lado do primário as perdas de condução não são tão significativas e pode-se poupar no custo e complexidade do circuito usando a topologia "half-bridge". Outro fator a ter em conta é o menor volume ocupado pelos componentes, menos MOSFETs favorecem montagens onde a densidade de potência é importante. Assim sendo, para o nosso caso específico preferiu-se usar esta última configuração.

Do lado do enrolamento secundário do transformador, devido ao circuito do tanque de ressonante, teremos uma onda de corrente sinusoidal. Sendo esta onda responsável pelos valores de tensão observados na saída, teremos de a retificar para se obter a corrente DC pretendida.

Relativamente aos retificadores existem dois tipos de topologias a considerar, são elas o retificador de ponte de díodos e o retificador com transformador com tomada central, os esquemáticos desta topologia podem ser observados na Figura 4.31. Analisando esta figura podemos observar que o retificador com transformador com tomada central, requer díodos que suportem o dobro da tensão em comparação com um retificador de ponte de díodos, mas apenas necessita de dois díodos enquanto o retificador de ponte completa requer quatro díodos. Uma vez que a corrente que atravessa cada diodo em ambos os circuitos retificadores é semelhante, o retificador com transformador com tomada central

tem metade do total de perdas de condução nos díodos em comparação com o retificador de ponte de díodos (na realidade esta vantagem não é tão evidente porque os díodos que suportam maiores tensões inversas tendem a ter maior queda de tensão directa).

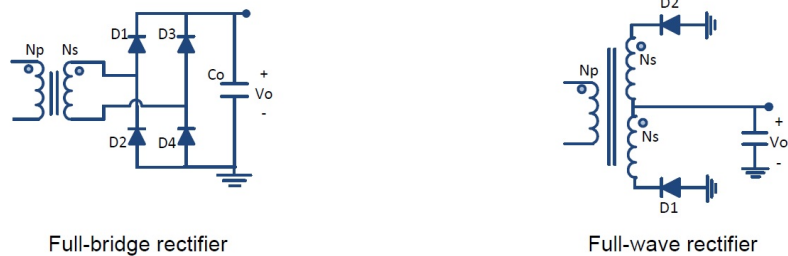


Figura 4.31: Retificadores de onda completa e de ponte de díodos [24].

Outro fator de diferenciação é que o retificador de onda completa tem dois enrolamentos secundários, originando o dobro da resistência para a mesma área de enrolamento. Em cada enrolamento deste retificador passa uma corrente rms que é  $\sqrt{0.5}$  da corrente rms do circuito de ponte de díodos, assim sendo o total das perdas do cobre nos enrolamentos secundários do retificador com transformador com tomada central é o dobro em comparação com o retificador de ponte de díodos. A comparação entre estes dois tipos de configurações pode ser observada na tabela 4.3.

Tensão reversa dos díodos	Número de díodos	Perdas de condução nos díodos	Número de enrolamentos do secundário	$R_{sec}$ por enrolamento	$I_{rms}$ por enrolamento	Perdas de condução no secundário
$\times 2$	$\div 2$	$\div 2$	$\times 2$	$\times 2$	$\times \sqrt{0.5}$	$\times 2$

Table 4.3: Comparação do retificador 'Full-Wave' relativamente ao 'Full-bridge' [24].

Em aplicações com elevadas tensões de saída, o retificador de ponte de díodos é vantajoso uma vez que podemos usar díodos com metade da tensão nominal em comparação com o retificador de onda completa.

Considerando o caso particular do nosso prototipo, como se pretende uma tensão de saída baixa (42V) correntes não muito elevadas, o retificador com transformador com tomada central é a solução mais adequada, devido às menores perdas de condução totais e ao menor número de componentes e custo. Esta afirmação será ainda válida mesmo que se considere uma tensão de saída 10 vezes superior.

Independentemente da topologia usada, os díodos podem ser substituídos por MOS-FETs (retificação síncrona), pois as suas perdas de comutação e condução são menores dos

que as dos díodos, aumentando a eficiência do sistema. Neste caso aumenta-se a complexidade do circuito e do seu controlo devido ao maior numero de componentes e aos cuidados necessários para manter a comutação dos MOSFETs no período de ZCS. Assim sendo, considerando o nosso caso de aplicação preferiu-se usar díodos no retificador.

## 4.3 Módulo de Controlo

Para este módulo pretende-se usar um controlador digital de sinal (DSC) que nos permita controlar e monitorizar a operação do conversor ressonante LCC, de forma a implementar um carregador ultra-rápido de baterias. O carregador terá de fazer o controlo do carregamento de baterias de iões de lítio (Li-ion) e baterias de polímeros de lítio (Li-poly), implementando modos de corrente constante (CC) e de tensão constante (CV) de forma adequada e cumprindo todos os requisitos de carregamento.

Uma vez que o conversor pode ser dividido em duas secções, o lado do primário e o lado do secundário, o isolamento entre estas duas secções é obtido com do uso do transformador ressonante. Assim sendo, para se controlar a transferência de energia e a supervisão das operações iremos colocar o DSC no lado do secundário. Isto permite uma implementação mais fácil das comunicações do controlo do conversor e simplifica a conexão à massa e à fonte auxiliar. O DSC a utilizar será o dsPIC33FJ16GS502 da Microchip.

A frequência nominal de operação, apesar de depender dos componentes ressonantes usados no conversor, pretende-se que esteja a cima de 100 kHz, de forma a obter-se uma relação aceitável entre comutações rápidas e componentes passivos pequenos.

A figura 4.32 representa um diagrama de blocos a um nível elevado do conversor LLC e do modulo de controlo. Como podemos verificar um único dsPIC DSC controla a comutação dos MOSFETS no conversor, realiza alguns ciclos de controlo, está encarregue das rotinas de erros e comunicação via UART, alguns valores relativos à operação do carregador.

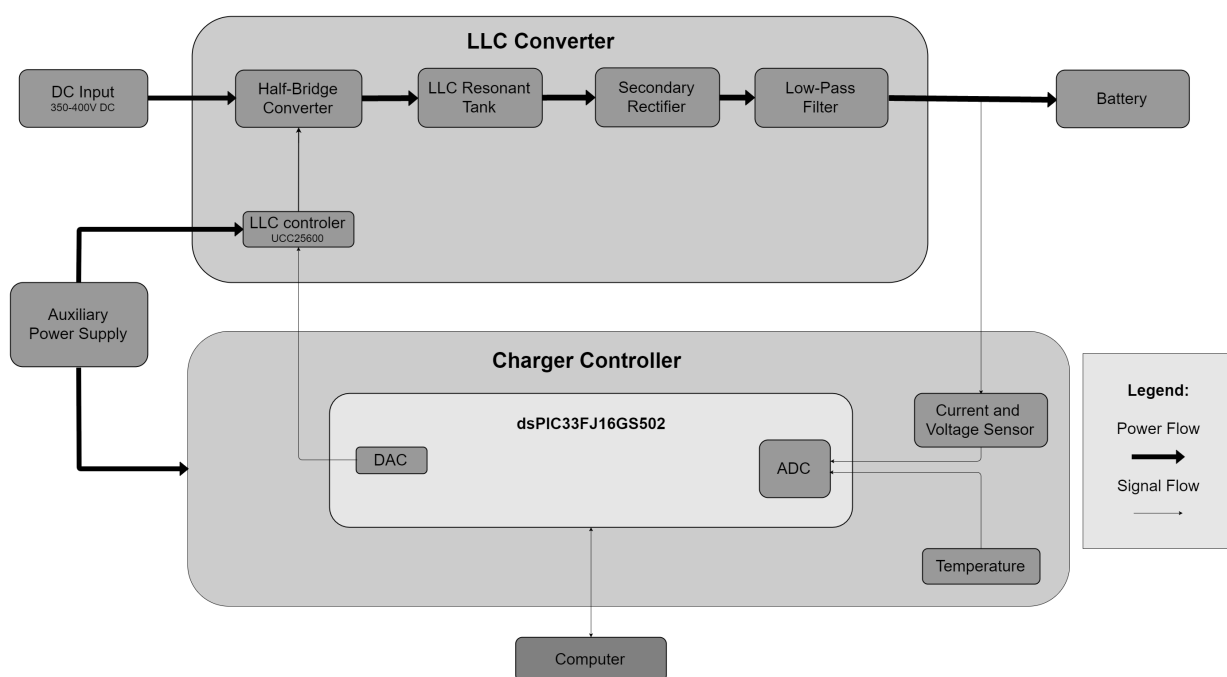


Figura 4.32: Diagrama de blocos do controlador LLC.



## Capítulo 5

# Dimensionamento e Construção do Protótipo

### 5.1 Dimensionamento do circuito boost PFC

Para o dimensionamento do circuito, recorreu-se ao datasheet do IC HiperPFS e ao software disponibilizado pela "Power Integrations". Sendo o circuito projetado para o uso do IC igual para toda a família HiperPFS (apenas difere o valor dos componentes), optou-se por um que fosse de encontro com os nossos compromissos a nível de potência deste módulo. O esquemático do circuito escolhido está representado na Figura 5.1, usa o IC PFS714EG e é capaz de disponibilizar à saída uma potência máxima de 347 W com uma eficiência máxima teórica na ordem dos 95%.

Pode verificar-se a introdução de componentes no circuito, como o divisor resistivo formado por R1, R2 e CAPZero; estes componentes são necessários descarregar os condensadores constituintes do filtro EMI quando o circuito for desconectado da rede. O uso do CAPZero elimina as perdas estáticas de R1 e R2 evitando a presença de carga na entrada do circuito.

Uma vez que o IC necessita de uma alimentação independente regulada de 12V para o seu funcionamento, desta forma, teremos de utilizar uma fonte externa para alimentar o IC. Para proteger o IC, impedindo a tensão de entrada de ultrapassar os 12V, temos um "shunt regulator" formado por R6, R16, R17, zener VR1 e o transistor Q3. Os condensadores C8, C18 e C20 filtram a tensão para assegurar que esta se mantém estável.

A tensão de entrada é monitorizada através das resistências R4, R5 e R19 (a série de 3 resistências é para garantir que suportam a tensão de entrada), utilizando ainda o

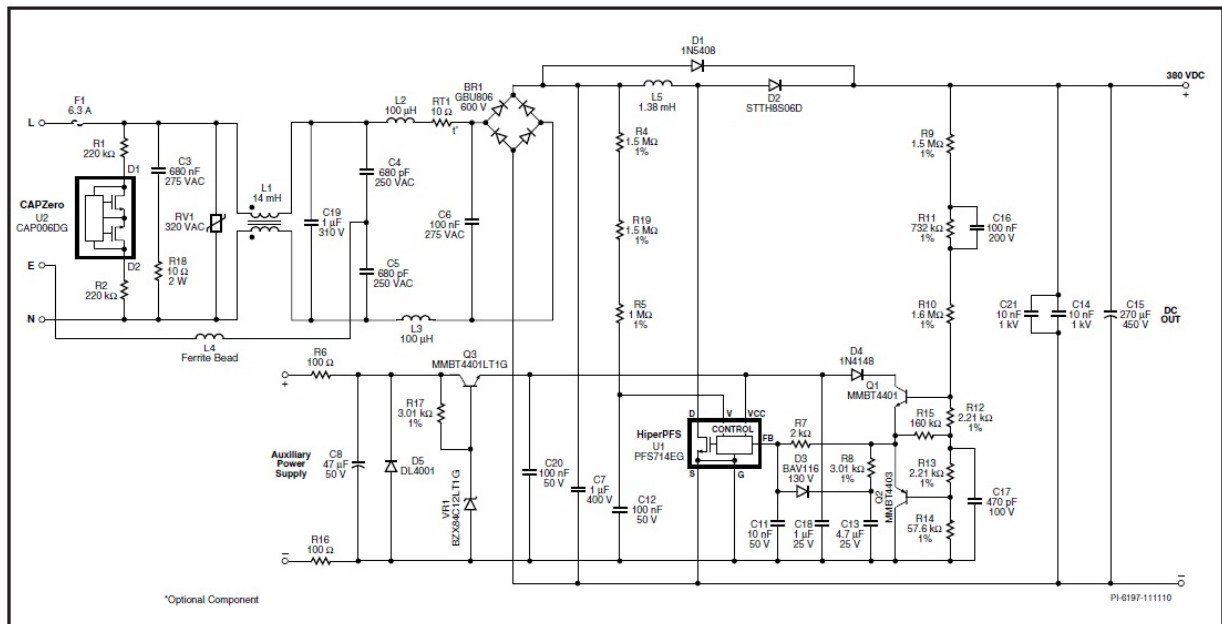


Figura 5.1: Esquemático do circuito Boost PFC 347W [28].

condensador C12 para efetuar a filtragem de algum ruído.

Por fim temos o circuito de "feedback" da tensão de saída, constituído por uma série de divisores resistivos (R9, R10, R11, R12, R13 e R14), usados para fazer um "down scaling" da tensão de saída, permitindo fornecer "feedback" ao IC U1. O circuito constituído por D4, Q1, Q2, R12 e R13, formam uma montagem não linear que visa melhorar a resposta transitória, incrementando o tempo de resposta do circuito face a grandes variações da tensão de saída.

Por fim, as resistências R7, R8, R15 juntamente com os condensadores C13 e C17, permitem garantir a estabilidade da resposta em malha fechada do circuito de. A resistência R8 e o condensador C13 são responsáveis por criar um zero a baixa frequência, enquanto que a resistência R15 juntamente com o condensador C13 formam um polo a baixa frequência.

Relativamente ao valor dos componentes utilizados no circuito, recorreu-se ao programa fornecido no site da "Power Integrations" que nos permite escolher um elevado leque de opções sobre o nosso circuito desde o IC a ser usado assim como outras características relacionadas com o a tensão de alimentação, tensão de saída, eficiência global, ripple à saída, etc.

Neste ponto já temos o esquemático definido, assim como o valor dos seus componentes constituintes, o próximo passo consiste no desenho da PCB (Printed Circuit Board) e na



seleção, entre as várias opções de fabricantes, dos componentes para cada posição do nosso circuito. Manter o custo de produção deste protótipo no valor mais baixo possível, era de facto uma das prioridades e fator decisivo neste ponto do projeto.

Assim sendo elaborou-se uma lista dos componentes necessários, e do menor custo que de cada componente iria ter de entre as diferentes alternativas de fabricante. Após uma análise do valor total dos componentes, verificou-se que uma das alternativas seria recorrer a um RDK (Reference Design KIT) da "Power Integrations". Aliado ao facto de ser de este kit ser uma reprodução do circuito que estamos a projetar, o custo da sua aquisição era semelhante ao custo de produção (devido ao facto de apenas necessitarmos de uma baixa quantidade de unidades para cada componente), tendo ainda a vantagem de não ser perder tempo na montagem física do circuito.

Desta forma, adquiriu-se o RDK-236 que se pode observar na Figura 5.2, vamos passar então à análise das suas principais características.

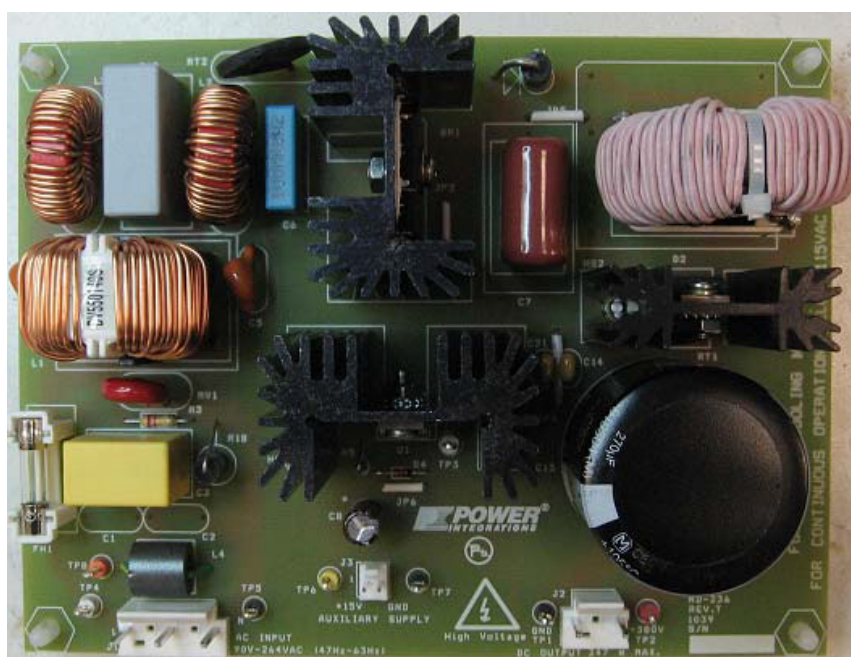


Figura 5.2: Fotografia do Reference Design Kit 236 [28].

A tabela 5.1 representa alguns dos valores de performance espetáveis deste design, que vamos tentar confirmar posteriormente com testes feitos ao circuito. Nesta, pode-se verificar a capacidade de funcionamento numa gama de tensões de entrada compreendidas entre os 90 e os 264 VAC (permitindo a operação nas diversas redes de distribuição elétrica mundiais), assim como a elevada eficiência durante toda a gama de carga.

Descrição	Símbolo	Min	Típico	Max	Unidade
<b>Entrada</b>					
Tensão de entrada	$V_{IN}$	90		264	VAC
Frequência	$f_{line}$	47	50/60	64	Hz
<b>Saída</b>					
Tensão	$V_{OUT}$	370	380	390	V
Tensão de Ripple p-p	$V_{RIPPLE}$			30	V
Corrente	$I_{OUT}$		0.913		A
<b>Potência de Saída</b>					
Modo contínuo	$P_{OUT}$		347		W
<b>Eficiência</b>					
Carga máxima	$\eta$	94			%
Miníma a 20, 50%	$\eta_{80+}$	94			%

Table 5.1: Especificações e desempenho do circuito .

Neste ponto já temos o dimensionamento do nosso circuito de Boost PFC 5.1, que nos fornece uma tensão DC à saída com um valor nominal de 380V e uma potência máxima de 347W. De seguida vamos então passar ao dimensionamento do conversor ressonante.

## 5.2 Dimensionamento do Conversor Ressonante LLC

Para o design do conversor ressonante LLC temos de ter em conta os parâmetros de saída relativos ao módulo anterior, que será responsável pelo fornecimento de energia para este conversor. Assim sendo fatores como a tensão de entrada e a potência máxima já se encontram estipulados, sendo responsáveis pela imposição de limites máximos de potência neste conversor. Outros parâmetros importantes ao design são a variação da tensão de saída e ripple máximo, eficiência e a frequência de comutação nominal. Na tabela 5.2 podem ser observados os parâmetros estabelecidos para design do conversor.

Sendo a potência máxima de saída 300W e considerando a eficiência pretendida para o conversor ressonante igual a 95% podemos calcular a potência de entrada pela equação 5.1.

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{0.95} = \frac{300}{0.95} \approx 316W \quad (5.1)$$

De seguida vamos passar ao cálculo dos parâmetros e componentes fundamentais do conversor ressonante 5.3. A secção seguinte explica o impacto dos parâmetros escolhidos

Parametro	Símbolo	Minimo	Típico	Max	Unidade
<b>Entrada</b>					
Tensão de entrada	$V_{IN}$	370	380	390	$V_{DC}$
Corrente	$I_{IN}$			0.86	A
<b>Saída</b>					
Tensão	$V_{OUT}$		42		$V_{DC}$
Tensão de Ripple p-p	$V_{RIPPLE}$			120	mV
Corrente	$I_{OUT}$	0		7.14	A
<b>Potência de Saída</b>					
Modo contínuo	$P_{OUT}$			300	W
<b>Eficiência</b>					
Pretendida	$\eta$			95	%

Table 5.2: Parametros para o design do Conversor LLC.

na regulação da tensão nominal desejada assim como na eficiência, para além de facilitar o dimensionamento e escolha dos mesmos. O nosso objetivo para este dimensionamento é atingir o melhor desempenho ao mesmo tempo que se cumpre o requerimento de ganho pretendido para todas as condições de carga. Para maior segurança devemos determinar a frequência de comutação mínima do tanque ressonante de forma a manter a operação na região indutiva.

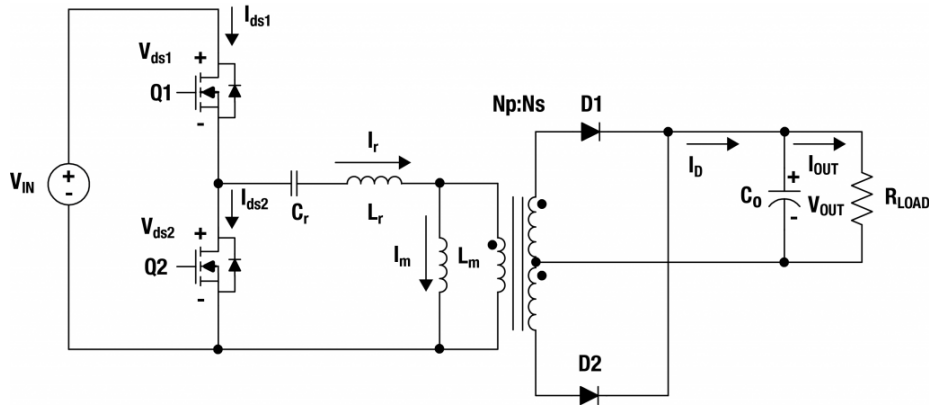


Figura 5.3: Esquemático típico de um circuito ressonante [30].

Como iremos ver mais a frente, o processo de dimensionamento passa numa primeira fase, pelo cálculo da relação do número de espiras do transformador e dos valores máximos e mínimos de ganho pretendidos para o circuito ressonante. De seguida, analisou-se as ofertas de transformadores existentes no mercado que vão de encontro com as necessidades

do projeto. Após a escolha do transformador a usar, calculou-se o valor dos restantes componentes do circuito ressonante, assim como os valores de operação do mesmo.

### 5.2.1 Determinação do rácio de espiras do Transformador

O rácio de espiras do transformador é determinado pela equação 5.2, sendo  $M_g$  o ganho de tensão, considera-se que este seja de valor unitário para a operação à frequência nominal.

$$n = \frac{V_{DCIN\_NOM}/2}{V_O} \times M_g \quad (5.2)$$

A partir das especificações, os valores nominais de tensão de entrada e saída são 380 V e 42 V respetivamente. Assim sendo calculou-se a relação ideal do número de espiras do nosso transformador:

$$n = \frac{V_{DCIN\_NOM}/2}{V_O} = \frac{380/2}{42} = 4.52 \Rightarrow 4.5 \quad (5.3)$$

Agora que sabemos o rácio ideal do número de espiras para o nosso transformador iremos calcular os valores máximos e mínimos de ganho de tensão necessários ao nosso conversor.

### 5.2.2 Determinação do Ganho máximo e mínimo do conversor

Para determinar o ganho máximo do conversor podemos usar a equação 5.2, uma vez que já temos o valor do rácio do número de espiras vamos usar os valores máximos e mínimos das tensões de entrada e saída. Assim sendo  $M_{g\_max}$  e  $M_{g\_min}$  podem ser obtidos pela equação 5.4 e 5.5 respetivamente.

$$M_{g\_max} = n \times \frac{V_{O\_max} + V_F}{V_{DCIN\_min}/2} = 4.5 \times \frac{42 + 0.7}{370/2} = 1.04 \quad (5.4)$$

$$M_{g\_min} = n \times \frac{V_{O\_min} + V_F}{V_{DCIN\_max}/2} = 4.5 \times \frac{30 + 0.7}{390/2} = 0.985 \quad (5.5)$$

Nestes cálculos considera-se que a queda de tensão para a frente nos díodos é de 0.7V. De forma a manter a operação na região indutiva do conversor com a capacidade de sobre-corrente de 110%,  $M_{g\_max}$  deve ser incrementado para 1.14. Uma vez que para realizar o carregamento de Baterias de íões de lítio é por vezes necessário produzir tensões na ordem

dos 3V por célula, isto num estado inicial de carga para baterias bastantes descarregadas, pretende-se ter ganhos de tensão que nos permitam atingir os 30V (baterias com 10 células em série) à saída do carregador para cargas reduzidas. Desta forma calculou-se o ganho mínimo do nosso tanque, para esta situação particular,  $M_{g.min} = 0.71$

### 5.2.3 Determinação da resistência equivalente do Tanque Ressonante

Para determinar a resistência equivalente do tanque ( $R_e$ ) vamos recorrer à equação 5.6, na qual se vão considerar as condições de carga máxima à saída.

$$R_e = \frac{n^2 \times 8}{\pi^2} \times \frac{V_O}{I_O} \Leftrightarrow R_e = \frac{4.5^2 \times 8}{\pi^2} \times \frac{42}{7.14} = 96.6\Omega \quad (5.6)$$

### 5.2.4 Determinação do Parâmetros do circuito Ressonante

Os três elementos a serem determinados no design do circuito ressonante são:  $L_m$ ,  $L_r$  e  $C_r$ . Existem algumas equações que no permitem relacionar os valores destes parâmetros com as características do conversor ressonante. Tipicamente, o sistema tem mais variáveis ou parâmetros do que equações, assim sendo somos forçados a assumir alguns compromissos baseados na experiência e no senso comum. Desta forma existem varias formas de abordar a seleção dos componentes.

Uma delas passa por examinar os gráficos do ganho de tensão ( $M_g$ ), considerando as limitações impostas pelos parâmetros já calculados. Assim sendo, de forma a eliminar algumas variáveis do sistema, decidimos simular as curvas de ganho utilizando os valores de  $L_m$  e  $L_r$  de vários transformadores disponíveis no mercado para esta aplicação. O transformador selecionado foi o modelo 760895751 fabricado pela Wurth-Electronics, tendo como parâmetros os seguintes valores:

- $L_m = 400\mu H$
- $L_r = 65\mu H$
- $n = 4.5$

Agora que já escolhemos o transformador a usar, falta apenas escolher o valor de  $C_r$ . Sendo  $L_n$  dado pela equação 5.7, recorreu-se ao gráfico 5.4 para selecionar um valor de  $Q_e$  que vá de encontro com os valores de ganho pretendidos.  $Q_e$  é conhecido como o fator de qualidade e depende da carga, em operar com cargas maiores o Q opera a valores mais elevados enquanto que cargas menores tem valores de Q inferiores. Escolheu-se então um

valor de  $Q_e$  próximo do ponto de carga máxima pretendida, assim sendo o valor escolhido foi  $Q_e = 0.55$  uma vez que o valor máximo de ganho pretendido para o circuito ressonante é de  $M_g = 1.14$ . Tendo o parâmetro de qualidade ( $Q_e$ ) do tanque ressonante definido, calculou-se o valor de  $C_r$  usando 5.10 e recorrendo às equações 5.8 e 5.9. O valor escolhido para o design foi de  $C_r = 24nF$  e a frequência ressoante do tanque é de  $f_r \approx 125kHz$  para os valores propostos anteriormente.

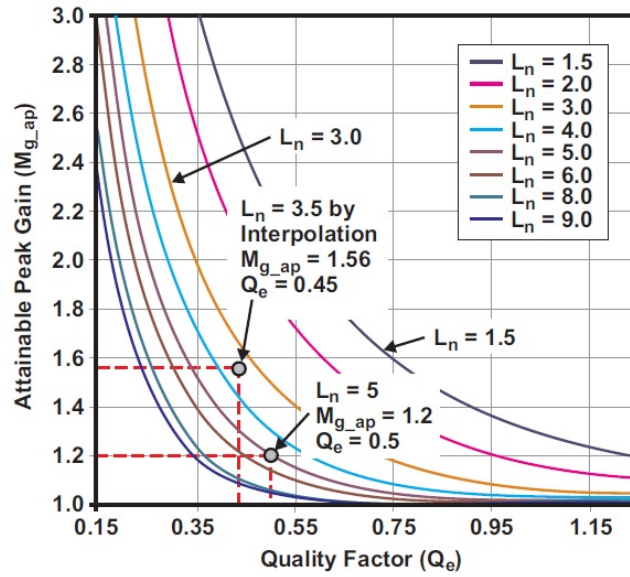


Figura 5.4: Curvas de Ganho Máximo [35].

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} = 6.15 \quad (5.7)$$

$$Q_e = \frac{Z_o}{R_e} = \frac{\pi^2 Z_o I_{out}}{8n^2 V_{out}} \quad (5.8)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \frac{1}{2\pi f_r C_r} \quad (5.9)$$

$$C_r = \frac{L_r}{Z_o^2} = 23nF \quad (5.10)$$

Neste ponto já dispomos de todas as características do tanque de ressonância, pelo que vamos proceder à simulação teórica da curva de ganho de tensão 5.5 (nesta figura as frequências apresentadas estão normalizadas). Como se pode observar pela curva de ganho

a azul, poderíamos operar o circuito ressonante na região indutiva (permitindo ZVS), o ganho máximo pretendido é atingível a uma frequência não muito distante da ressonante mas encontramos algumas limitações no ganho mínimo atingível. Uma vez que em alguns modos de operação do carregador precisamos de ter ganhos de tensão de aproximadamente 0.71 para cargas baixas.

Assim sendo, e após varias interações alterando o valor de alguns dos componentes do tanque ressonante, chegou-se a umas curvas de ganho que cumpriam todos os nossos requisitos 5.11. Esta curva encontra-se representada pela linha a vermelho na figura 5.5, onde se pode observar que após um aumento do valor de  $L_r$  conseguíamos atingir valores mais baixos para o ganho mínimo.

$$M_g = \left| \frac{L_n f_n^2}{L_n f_n^2 + (f_n - 1)(f_n + 1 + j f_n L_n Q_e)} \right| \quad (5.11)$$

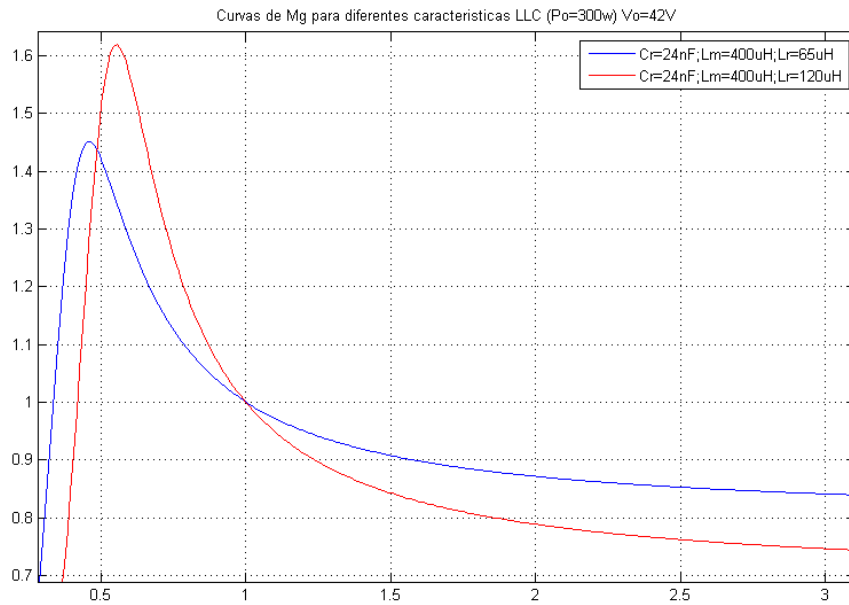


Figura 5.5: Curvas de Ganho Máximo.

Aumentou-se então o valor de  $L_r$  para 120 uH, com esta variação a frequência de ressonante passou a ser 94 kHz. O tanque ressonante vai operar a cerca de 78 kHz para  $M_{g_{max}}$  e para  $M_{g_{min}}$  terá de oscilar a frequências perto dos 350 kHz ( $M_{g_{min}} = 0.73$ ). Estas frequências são bastante distantes da zona de operação nominal mas como apenas se pretende operar nestas condições em situações pontuais e durante um período reduzido,

considera-se que tenham um impacto bastante reduzido na eficiência global do carregador.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_r \times C_r}} = 94kHz \quad (5.12)$$

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} = \frac{400\mu H}{120\mu H} = 3.33 \quad (5.13)$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r \times C_r}}{R_e} = \frac{\sqrt{120\mu \times 24n}}{96.55} = 0.73 \quad (5.14)$$

Neste ponto precisamos de aumentar o valor da indutância não magnetizante do circuito ressonante. Dado que o transformador escolhido tem um valor desta inferior ao desejado, decidiu-se introduzir uma indutância em série com o transformador de modo a aumentar o valor de  $L_r$  para o desejado. Na tabela 5.3 encontram-se os valores determinados para circuito do tanque ressonância.

Parâmetro	Valor
$C_r$	24 nF
$L_r$	120 uH
$L_m$	400 uH
$Q_e$	0.732
Frequencia Ressonante	94 kHz

Table 5.3: Parâmetros do Tanque Ressonante.

### 5.2.5 Determinação das correntes do lado do Primário

A corrente de carga RMS do lado do primário ( $I_{pri}$ ) com uma capacidade se sobrecarga de 110% pode ser obtida pela equação 5.15.

$$I_{pri} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \frac{I_o \times 110\%}{n} = 1.1 \times \frac{7.14 \times 1.1}{4.5} = 1.94A \quad (5.15)$$

Enquanto que a corrente RMS de magnetização ( $I_m$ ) à frequência mínima de operação  $f_{sw.min} = 78 kHz$  é dada pela formula 5.16.

$$I_m = 0.901 \times \frac{n \times V_o}{\omega \times L_m} = 0.901 \times \frac{4.5 \times 42}{2 \times \pi \times 78 kHz \times 400 \mu H} = 869mA \quad (5.16)$$



A partir das duas correntes calculadas anteriormente podemos calcular a corrente no circuito ressonante através da equação 5.17. Esta é a corrente que circula nos enrolamentos do primário do transformador quando este opera a  $f_{sw\_min}$ .

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{pri}^2} = \sqrt{1.94^2 + 0.869^2} = 2.13 \text{ A} \quad (5.17)$$

### 5.2.6 Determinação das correntes do lado do secundário

A totalidade da corrente de carga RMS do lado do secundário é a corrente induzida pelas correntes do lado do primário para o lado do secundário, assim sendo podemos calcular estas recorrendo á formula 5.18.

$$I_{seq} = n \times I_{pri} = 4.5 \times 1.94 = 8.73 \text{ A} \quad (5.18)$$

Devido à configuração de tomada central dos enrolamentos do secundário, a corrente é igualmente distribuída pelos dois enrolamentos, assim sendo pode-se calcular a corrente em cada um destes usando a equação 5.19 e a corrente média de meia onda 5.20.

$$I_{seq\_sw} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times I_{sec} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times 8.73 = 6.17 \text{ A} \quad (5.19)$$

$$I_{seq\_avg} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times I_{sec} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times 8.73 = 3.93 \text{ A} \quad (5.20)$$

### 5.2.7 Seleção dos MOSFETs da rede de comutação

Cada um dos MOSFETs vê uma tensão de entrada igual à tensão máxima aplicada, assim sendo temos:

$$V_{DS} = 1.2 \times V_{INDC\_max} = 1.2 \times 390 = 468V \quad (5.21)$$

Uma vez que cada MOSFET conduz metade da corrente do circuito ressonante num estado constante, depois de a tensão do condensador ressonante ( $C_r$ ) estabilizar. De qualquer das formas, durante o período de início a corrente em cada MOSFET pode igualar a corrente ressonante ( $I_r$ ), assim sendo temos uma corrente maxima  $I_{DS_{RMS}} = I_r = 2.13A$ .

Nestes MOSFETS as perdas de comutação são diminuídas devido ao uso do ZVS, apesar deste facto deve-se ter em consideração que as perdas de condução estão ainda presentes. O

uso de MOSFETs com uma baixa resistência de condução será sempre uma característica imprescindível.

O MOSFET usado no protótipo foi o IPP60R099CP, com  $V_{DS} = 650\text{ V}$ ,  $I_D = 31\text{ A}$  e com um  $R_{DS(on)} = 0.09\Omega$ .

### 5.2.8 Seleção do tempo morto para assegurar o ZVS

Uma vez que o conversor está dependente da corrente que circula nos MOSFETs no instante de corte para alcançar comutações suaves e assim diminuir as perdas de comutação, o período em que os dois MOSFETs se encontram cortados tem extrema importância na operação do conversor.

Correntes baixas reduzem as perdas de comutação, mas requerem mais tempo para descarregar os condensadores de junção dos MOSFETs de forma a alcançar ZVS.

Correntes elevadas no instante de corte implicam mais energia para descarregar o condensador da junção enquanto que geram maiores perdas durante a comutação.

A escolha de um tempo morto apropriado minimiza as correntes inerentes enquanto que permite operar sobre ZVS, aumentando o desempenho do sistema.

A condição para a qual o conversor tem tempo morto suficiente para atingir o ZVS, em toda a gama de frequências, é dada pela fórmula 5.22. Sendo que  $C_{eq}$  é maioritariamente influenciado pelo  $C_{DS}$ , no caso do MOSFET em questão é 130 pF.

$$t_{dead} \geq 16 \times C_{eq} \times f_{sw} \times L_m \geq 291ns \quad (5.22)$$

### 5.2.9 Seleção do Díodo de Retificação

A tensão reversa máxima que terá de ser suportada pelo diódo de retificação é obtida através da equação 5.23.

$$V_{diodo} = \frac{V_{DCIN\_max}/2}{n} = \frac{390/2}{4.5} = 86.7V \quad (5.23)$$

Enquanto que a corrente média máxima que atravessa cada diódo de retificação é calculada pela equação 5.20. Tendo em conta as características anteriormente calculadas decidiu-se utilizar o diódo de Schottky STPS20M120STN, com  $V_{RRM} = 120V$ ,  $I_{F(AV)} = 20A$  e  $V_{F(typ)} = 0.47V$  para uma corrente de 5A.

### 5.2.10 Design do Filtro de Saída

Apesar de se encontrar frequentemente apenas condensadores no filtro de saída para este tipo de conversores, existem vantagens em usar um filtro de segunda ordem (filtro  $LC$ ). Para a corrente de carga ( $I_o$ ) a corrente RMS do condensador a cerca de 100KHz é dada pela equação 5.24.

$$I_{Co\_RMS} = 0.482 \times I_o = 0.482 \times 7.14 = 3.44A \quad (5.24)$$

Tipicamente um único condensador não tem capacidade para correntes RMS tão elevadas, assim sendo podemos usar vários condensadores em paralelo, tendo a vantagem de serem de dimensões mais reduzidas.

A tensão de ripple varia em função da quantidade de corrente alternada que flui de e para os condensadores a cada ciclo de comutação, multiplicado pela resistência ESR do condensador. Esta é uma boa estimativa da tensão de ripple, pois a toda a corrente, incluindo a corrente de carga DC, pode ser assumida como estando a fluir de e para os condensadores do filtro. De forma a se cumprir o requisito de uma baixa tensão de ripple (120mV), pode-se calcular o valor de ERS necessário através da formula 5.25.

$$ESR_{max} = \frac{V_{O\_pk\_pk}}{I_{rect\_pk} = \frac{V_{O\_pk\_pk}}{\frac{\pi}{4} \times I_o} \times 2} = \frac{0.12V}{\frac{\pi}{2} \times 7.14} = 10.4m\Omega \quad (5.25)$$

### 5.2.11 Dimensionamento do Controlador da Rede de Comutação

Para o controlo da rede de comutação pretende-se usar um controlador em circuito integrado que nos permita controlar a frequência de operação do circuito ressonante e ao mesmo tempo nos permita implementar algumas funções de controlo sobre o módulo DC-DC, como o encerramento deste quando não for necessário ou em caso de um erro crítico ocorrer. Decidiu-se então recorrer a um controlador de elevado desempenho da "Texas Instruments" o UCC25600.

Este controlador de elevado desempenho foi projetado para ser usado em conversores DC-DC de topologias ressonantes, especialmente os conversores ressonantes LLC em "half-bridge". Recorrendo apenas a um circuito integrado de 8 pinos, implementa o controlo por modulação da frequência, tendo o oscilador interno tem a flexibilidade de poder operar desde os 40 kHz até aos 350 kHz. Também nos permite programar o tempo morto ("dead time"), para operar sobre ZVS, assim como o tempo de soft-start. Outra característica importante é o facto de permitir o uso de um transformador de ataque às gates, devido à capacidade de

[illegible]

Escolhido o controlador da rede de comutação, segue-se o seu dimensionamento. Vamos começar pelo período de "dead time", este pode ser calculado pela equação 5.26, pelo que tendo em conta o valor calculado em 5.22 o valor usado para  $R_{td}$  foi de 12.1 k $\Omega$ , que é colocada entre o pino  $DT$  e a massa.

O próximo passo é definir as resistências que limitam a oscilação do tanque de ressonância de acordo com as necessidades do nosso conversor. Operando com a variação da frequência de oscilação, o UCC25600 está dependente do oscilador interno para fazer variar a frequência de comutação. Este é controlado pela corrente que sai do pino  $RT$ , exceto durante o período de "soft-start".

74

que a frequências máxima de operação considerada neste caso é de 400 kHz de forma a se entrar no modo de "Brust", permitindo a regulação da saída para condições sem carga.

$$I_{fmax} = \frac{6 \text{ ns}}{\frac{1}{f_{max}} - 150 \text{ ns}} = \frac{6 \text{ ns}}{\frac{1}{400 \text{ kHz}} - 150 \text{ ns}} = 5.46 \text{ mA} \quad (5.27)$$

$$I_{fmin} = \frac{6 \text{ ns}}{\frac{1}{f_{min}} - 150 \text{ ns}} = \frac{6 \text{ ns}}{\frac{1}{70 \text{ kHz}} - 150 \text{ ns}} = 0.86 \text{ mA} \quad (5.28)$$

$$R_{fmin} = \frac{2.5 \text{ V}}{I_{fmin}} = \frac{2.5 \text{ V}}{0.86 \text{ mA}} = 2.9 \text{ k}\Omega \quad (5.29)$$

$$R_{fmax} = \frac{2.5 \text{ V}}{I_{fmax} - I_{fmin}} = \frac{2.5 \text{ V}}{5.46 \text{ mA} - 0.86 \text{ mA}} = 544 \text{ }\Omega \quad (5.30)$$

Durante a ativação e a recuperação de condições de falha, a função de "soft-start" é ativada de forma a prevenir o excesso de corrente no tanque ressonante e assegurar o ZVS. Neste período, a frequência de comutação é decrementada gradualmente, a partir do seu valor máximo de operação. Tipicamente programa-se este período colocando um condensador em série entre o pino SS e a massa.

Outra aplicação deste pino é a ativação e desativação do controlador, uma vez que ao forçar este pino a um valor inferior a 1V desativamos o controlador e como consequência o sinal de drive das gates.

A duração da recuperação depende do valor do condensador usado, sendo dada pela fórmula 5.31.

$$t_{SS} = \frac{2.8 \text{ V}}{5\mu A} \times C_{SS} \Leftrightarrow C_{SS} = \frac{5\mu A}{2.8 \text{ V}} \times t_{SS} = 47 \text{ nF} \quad (5.31)$$

De forma a prevenir que o conversor seja danificado por correntes de carga excessivas, o UCC25600 incorpora uma função de proteção para sobre correntes no pino OC, sendo esta activa quando a tensão neste pino é superior a 1V.

A corrente pode ser indiretamente medida através da tensão vista aos terminais do condensador ressonante ( $C_r$ ), usando para o efeito o circuito de "sensing" da figura 5.7.

O conceito geral de funcionamento é o seguinte, a tensão AC que passa por  $C_r$  é proporcional à corrente de carga. Desta forma a tensão do condensador vai ser máxima para a frequência de comutação mínima e carga máxima. A transferência de tensão AC

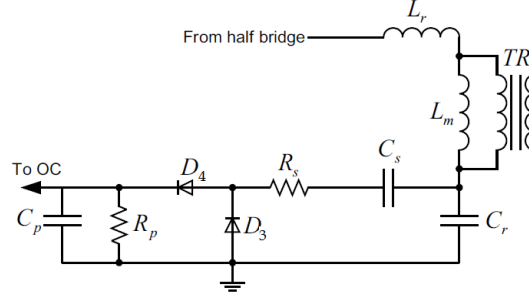


Figura 5.7: Sensor de corrente do conversor ressonante LLC [30].

através do condensador  $C_s$  para a resistência  $R_s$  é dado pela equação 5.32.

$$R_s = \frac{V_{Crpk}^2}{2 \times P_{rs}} = \frac{257^2}{2 \times 0.05 \text{ W}} = 660 \text{ k}\Omega \quad (5.32)$$

$$V_{Crpk} = \frac{4 \times V_{Cr}}{\pi} = \frac{4 \times 202}{\pi} = 257 \text{ V} \quad (5.33)$$

O condensador  $C_s$  vai ser responsável por bloquear a Tensão DC, e pode ser calculado o seu valor pela formula 5.34.

$$C_s = \frac{10}{R_s \times f_{min}} = \frac{10}{660 \text{ k} \times 70 \text{ kHz}} = 0.22 \text{ nF} \quad (5.34)$$

Para se calcular o valor da resistência de carga da fonte de corrente utilizou-se a equação 5.35.

$$R_p = \frac{660 \text{ k}}{V_{Crpk}} \times \pi = \frac{660 \text{ k}}{257} \times \pi = 8.07 \text{ k}\Omega \quad (5.35)$$

O valor de  $C_p$  foi calculado recorrendo à formula 5.36, este condensador é responsável pela supressão de ruído.

$$C_p = \frac{10}{R_p \times f_{min}} = \frac{10}{8.07 \text{ k} \times 70 \text{ kHz}} = 18 \text{ nF} \quad (5.36)$$

Sendo a configuração *Half-bridge* do conversor ressonante operada a aproximadamente 50% de *dutty cycle* com a variação da frequência de uma onda quadrada de tensão, esta configuração pode ser facilmente controlada por um transformador de ataque às gates. Relativamente a um controlador de circuito integrado, esta solução é mais simples e eficiente, uma vez que elimina a necessidade de alimentação do circuito integrado assim como

simplifica o layout.

Para o Conversor ressonante LLC é de extrema importância que os sinais de gate sejam exatamente simétricos, de outra forma a operação do tanque ressonante também não será simétrica. Isto implica que a distribuição da corrente de carga também será assimétrica levando a um desing com maiores margens de segurança tanto a nível de dimensionamento dos componentes como na gestão térmica.

Na figura 5.8 pode ser observado o aspeto final da placa do conversor ressonante LLC.

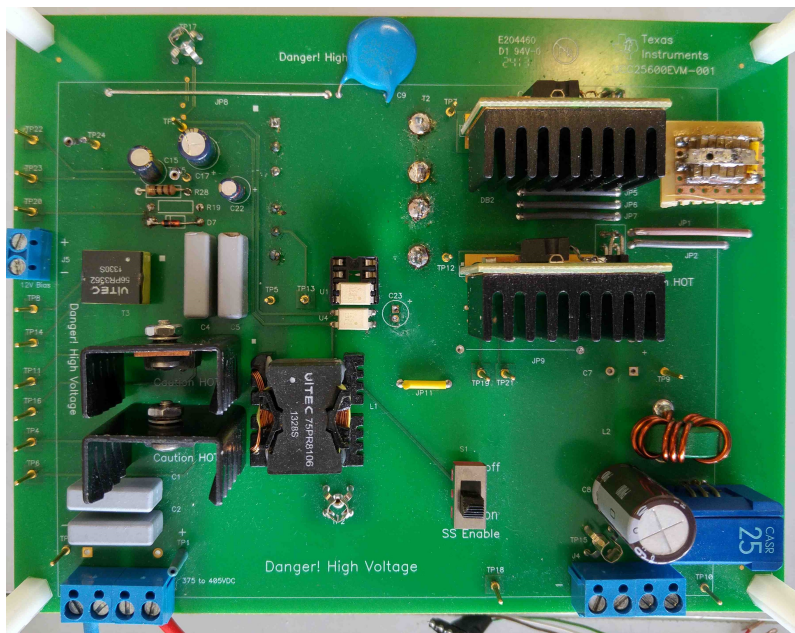


Figura 5.8: Aspeto final da placa do conversor ressonante LLC.

## 5.3 Dimensionamento do Modulo de Controlo

Para efetuar o controlo de toda a eletrónica apresentada, ao longo deste capítulo, foi escolhido um micro-controlador de 28 pinos, do fabricante *Microchip*. Este opera com 16 bits, possuindo como principal característica oito canais ADC's (10 bits) assim como uma DAC (10 bits) e ainda três timers de 16 bits.

O modelo deste controlador é o *dsPIC33FJ16GS502*, o esquema de pinos usados pode ser observado na figura 5.9. Foi também instalado um interruptor de forma a permitir fazer o reinício do micro. No prototipo do circuito foram instalados ainda pinos que permitiam a comunicação via UART para debug de toda a programação, assim como para um acompanhamento mais detalhado do estado do carregador.

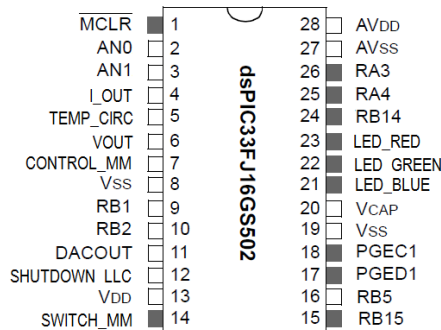


Figura 5.9: Esquema de pinos do micro-controlador dsPIC33FJ16GS502.

Nesta placa foi colocado o micro-controlador e os sinais lógicos de controlo, os circuitos responsáveis pela alimentação deste hardware, os circuitos de medida e monitorização da corrente e da tensão inerentes ao carregador e, finalmente, da temperatura de operação.

De forma a se poder controlar os modos de carregamento de bateria, assim como a potência transferida para a saída, temos de atuar sobre o pino *RT* (feedback) do controlador de comutação (*UCC25600*). Para garantir isolamento galvânico do nosso circuito de controlo do resto dos módulos de potência temos de o implementar quer nos sensores de tensão e corrente, quer na saída da DAC para o pino *RT*; para o efeito vamos recorrer a isolamento ótico para ambos os casos.

Relativamente à alimentação e consumos energéticos dos circuitos deste módulo vamos recorrer à fonte de tensão externa de 12 V, já utilizada para a alimentação dos controladores integrados dos módulos AC-DC e DC-DC, através da utilização de duas fontes de comutação a elevadas frequência, uma vez que estas são capazes de maiores eficiências relativamente aos reguladores lineares.

### 5.3.1 Hardware de Controlo

Nesta secção é apresentada de forma discriminada, a eletrónica que compõe o sistema em causa. Este circuito de controlo foi implementado numa placa pré-furada de prototipagem, de forma a permitir facilmente adicionar ou modificar algumas das suas funcionalidades e componentes ao longo do seu desenvolvimento.

É de salientar, que sendo a finalidade deste módulo, controlar a carga de um pack de baterias do tipo Li-on, todos os seus componentes foram escolhidos de forma a que a sua



relação preço/qualidade, fosse a melhor, dentro das possibilidades presentes no mercado.

### Fonte de alimentação

Para alimentação energética deste módulo recorreu-se a uma fonte DC de 12 V externa, já utilizada na alimentação quer do circuito de controlo do Bost PFC quer do circuito de controlo do conversor ressonante (*UCC25600*). Assim sendo precisávamos primeiramente de converter esta tensão em duas tensões diferentes, 5 V e 3.3 V, necessárias à operação dos diversos sensores e micro-controlador. Para o efeito recorreu-se a dois conversores DC-DC do tipo Buck, o primeiro responsável pela conversão de 12 V para 5 V (*LM2596S*) e o segundo de 5 V para 3.3 V (*AMS1117*). Este tipo de conversores funcionam a elevadas frequência de comutação, permitindo o uso de componentes passivos de tamanho reduzido assim como uma diminuição do ripple, mas a sua principal vantagem face aos reguladores lineares é a elevada eficiência para uma gama de cargas extensa, enquanto que os reguladores lineares têm tipicamente maiores perdas. O primeiro circuito pode ser observado na Figura 5.10, sendo o segundo semelhante a este, apesar de se usar outro IC.

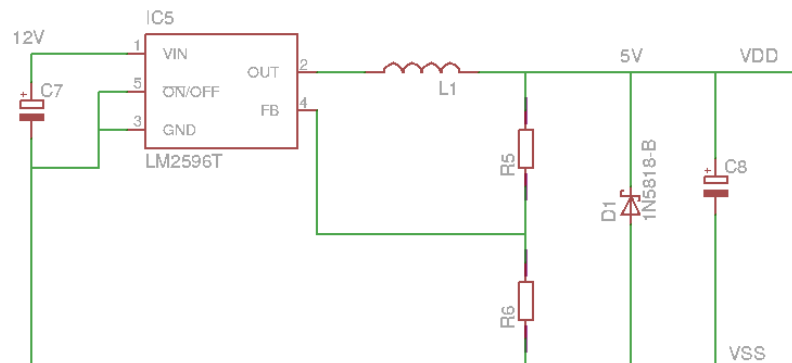


Figura 5.10: Circuito utilizado para implementar o conversor dc/dc de 12V para 5V com o LM2596.

### Sensor de Tensão

A forma mais usada em circuitos, para se fazer a leitura dos valores de tensão em malhas de feedback, é recorrer ao uso de divisores resistivos. No entanto, no nosso caso em particular pretendemos criar isolamento entre a saída (linha de elevada potência) e a entrada analógica do controlador. Desta forma, sendo o *AMC1200* um amplificador com isolamento galvânico da "Texas Instruments", foi a nossa escolha para esta aplicação, devido ao facto de ser facilmente adquirido como amostra para prototipagem.

Foi então usado um divisor resistivo, formado por  $R1$  e  $R2$ , ligado à saída do conversor ressonante, no qual o seu ponto intermédio foi conectado à entrada ( $VINP$ ) do *AMC1200*. Assim sendo o divisor resistivo cria uma queda de tensão proporcional à tensão de saída, este sinal entra no amplificador operacional isolado onde é amplificado. De seguida o sinal é passado por um filtro passa baixo e reorientado para uma das entradas da ADC do micro-controlador.

A escolha deste amplificador operacional isolado, implicou o uso de alimentações independentes da entrada para saída. Desta forma, a saída do amplificador é alimentada com a mesma fonte de alimentação do micro-controlador, enquanto que na entrada deste, usou-se um regulador linear (*LM317HV*), alimentado pela saída do conversor ressonante. A figura 5.11 ilustra o circuito acima mencionado. De referir que a corrente que este regulador linear tem que fornecer é muito baixa, pelo que as perdas nele vão ser, em valores absolutos, muito baixas.

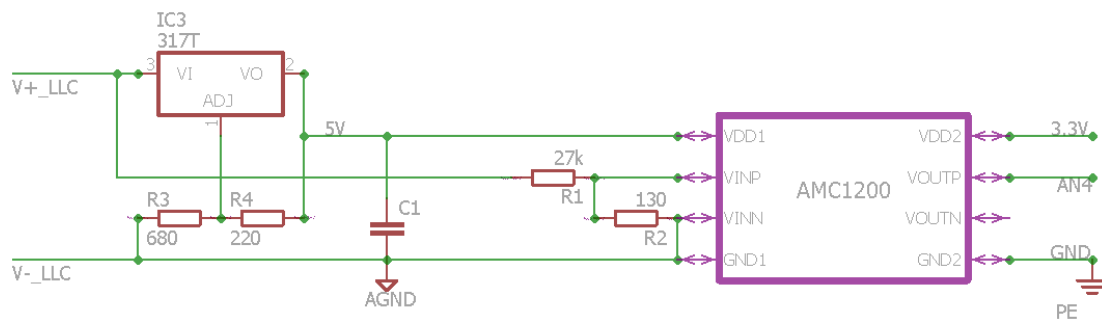


Figura 5.11: Circuito utilizado para a medição da tensão de saída do carregador.

## Sensor de Corrente

Para esta parte do circuito, como foi referido anteriormente, pretende-se fazer a leitura dos valores da corrente de saída do conversor ressonante, cumprindo o isolamento elétrico entre esta e a entrada ADC do micro-controlador. Por conseguinte, usou-se o sensor de corrente com isolamento galvânico *CASR25*, este sensor é capaz de medir correntes desde  $-80$  a  $80$  Amperes. Sendo os nossos valores de corrente máxima à saída do conversor, inferiores a  $8$  A, não é este o modelo de sensor mais adequado para esta aplicação, mas era este o único disponível para uso em laboratório. À medida que a corrente de saída passa pelo sensor *CASR25*, a tensão na saída  $VOUT$  deste varia de forma proporcional, sendo depois este sinal filtrado e lido pela *ADC* do microcontrolador. Na figura 5.12 pode ser

observado o circuito usado.

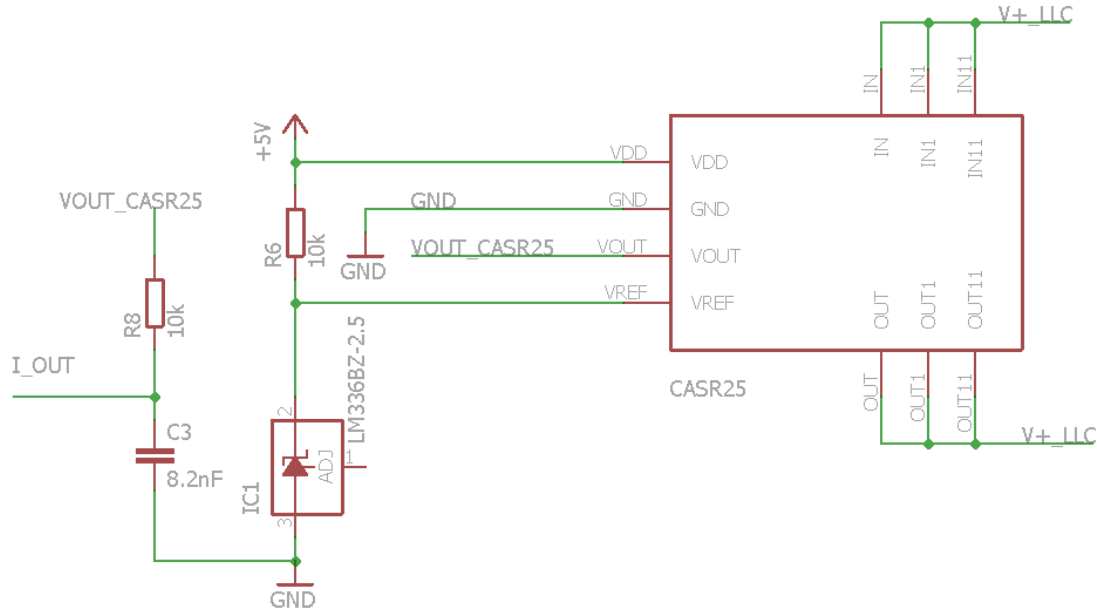


Figura 5.12: Circuito utilizado para a medição da corrente de saída do carregador.

## Sensor de Temperatura

A perdas inerentes aos diversos componentes utilizados nos circuitos, são na sua maioria transformadas em calor dissipado pelos mesmos. Desta forma, apesar de os componentes que mais contribuem para este facto estarem acoplados a dissipadores, é de boa prática equipar o circuito com um sensor de temperatura que vai fornecer ao nosso microcontrolador informação sobre esta, e em caso de esta ser demasiado elevada vão ser tomadas medidas que assegurem uma operação correta e segura do circuito.

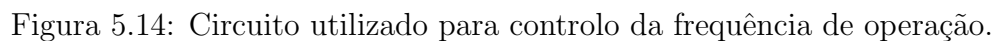
Desta forma usou-se o sensor *LM35DT*, do fabricante "*Texas Instruments*" com o circuito representado na figura 5.13. Este irá ser acoplado, ao dissipador do componente do nosso circuito, que atingir temperaturas mais elevadas, prevenindo desta forma danos no circuito devido à temperatura excessiva durante a operação.

Escolheu-se este sensor devido ao facto de ser calibrado para graus Celsius ( $^{\circ}C$ ), ter uma impedância de saída baixa, saída linear e uma baixa corrente de dreno, o que nos proporciona um interface para leitura e controle deste circuito especialmente fácil.



A corrente de feedback vai ser responsável pelo controle da frequência de operação do circuito ressonante. Esta é controlada pela saída da DAC do micro-controlador, que atua sobre o circuito integrado (UCC25600) com o recurso a um optocoupler, que nos providencia isolamento entre estes dois componentes.

Uma vez que não é necessário estar a operar o conversor ressonante em alguns dos estados de operação, como por exemplo standby ou erro, fazemos uso do pino de soft-start do *UCC26500* para desativar a comutação dos MOSFET's. Desta forma, optou-se por usar outro optocoplular, ligado entre este e pino de saída digital do microcontrolador *RB4*, que irá desligar a comutação do nosso circuito. Esta medida também permite reduzir o consumo energético em standby.



## Modulo de Comunicação via UART

Uma das funcionalidades pretendidas é a comunicação com um computador, de forma a nos permitir acompanhar os detalhes do carregamento assim como comunicar ao micro-controlador a alteração de parâmetros relativos à bateria (por exemplo capacidade da bateria). Foi então implementada esta comunicação bi-direcional com recurso à UART do micro, tendo não só a vantagem de nos permitir fazer debug como comunicar com a smart-grid ou com o computador do GUI do posto de carregamento.

Foi usado o *MAX232A*, da *MAXIM INTEGRATED*, de forma a fazer a conversão do sinal da UART para uma comunicação por RS-232 de forma a facilitar a comunicação com o computador, usando o mínimo de componentes necessários 5.15.

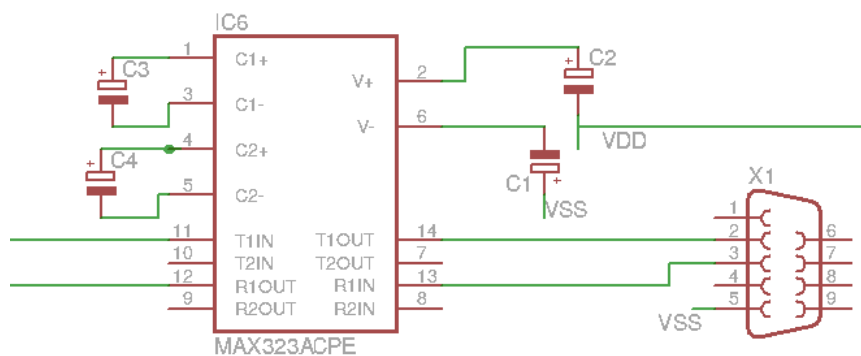


Figura 5.15: Circuito utilizado para a comunicação por RS-232 via UART.

## LED de Estado

Como forma de sinalizar o estado de operação do carregador, optou-se por se utilizar um LED RGB. Atribuiu-se uma cor a cada estado de operação do carregador 5.18 que pode ser consultada na tabela 5.4. Para a implementação deste hardware foram utilizados os portos de saída digitais *RB11*, *RB12* e *RB13* para a cor azul, verde e vermelha respetivamente.

Estado	Cor do LED
0	Azul
1	Azul
2	Amarelo
3	Amarelo
4	Ciano
5	Verde
6	Vermelho
7	Roxo

Table 5.4: Cor do LED em cada Estado de operação.

Foi então combinado todo este hardware numa só placa com o aspeto final ilustrado na Figura 5.16.

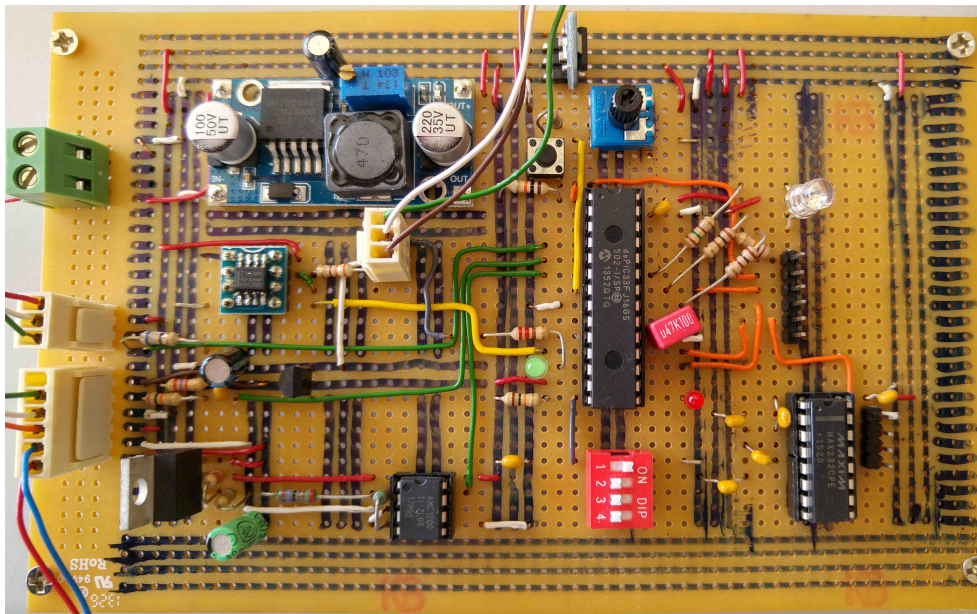


Figura 5.16: Aspeto final da placa do modulo de controlo.

### 5.3.2 Software/Firmware de Controlo

Uma vez concluída a tarefa de desenhar os circuitos constituintes do controlador, passou-se à programação do micro-controlador, que é o responsável pelo controlo e modo de funcionamento de todo o sistema concebido. É no microcontrolador que se leem os sensores de tensão, corrente e temperatura de forma a fazer a identificação do momento

de introdução da bateria a carregar e a iniciar o seu carregamento. Outra função a ser implementada é o controlo da frequência de operação do circuito ressonante, para esta implementação vai-se recorrer à DAC do micro-controlador que vai atuar sobre o pino de "feedback" do controlador de comutação.

Como se pode observar na Figura 5.17, numa primeira fase após as rotinas iniciais de configuração do micro-controlador, onde são configurados os device-drivers, que consistem nas configurações básicas de baixo nível para que o micro-controlador possa funcionar, são exemplos a configuração da frequência de funcionamento da dsPIC, das ADCs e DAC, do módulo da UART e do módulo de comunicação por SPI, interrupções e dos pinos de I/O. No final desta fase, o controlador da frequência de comutação do circuito ressonante encontra-se desativado por software, o que implica uma tensão nula à saída conversor ressonante.

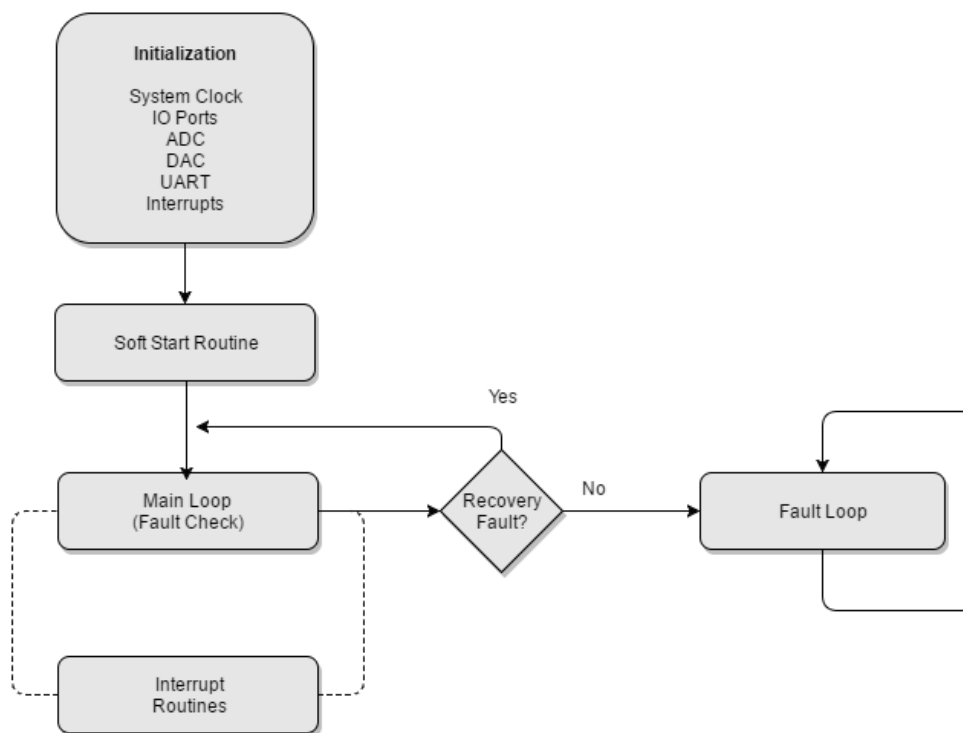


Figura 5.17: Diagrama de Blocos do firmware a um alto nível.

Numa segunda fase, após os procedimentos anteriores, inicia-se uma máquina de estados em ciclo infinito, na qual se faz a deteção da introdução de uma bateria na saída do carregador e se inicia o carregamento da mesma. São 7 os estados possíveis de operação, um responsável pela deteção da introdução da bateria, outro responsável pela validação

das características da bateria e pelo encaminhamento para o modo de carregamento mais adequado para o SOC atual da mesma. Para a realização do carregamento temos três estados, um que implementa o modo "CC" a um ritmo de  $C/10$  para os casos de a bateria se encontrar extremamente descarregada, outro que implementa o modo "CC" com uma corrente de carregamento  $1 - 2C$  e o modo final de "CV", responsável pela equalização da tensão final de carga da bateria. Estes modos de carregamento foram implementados segundo as normas do fabricante das baterias assim como o algoritmo utilizado foi baseado no da figura 5.18.

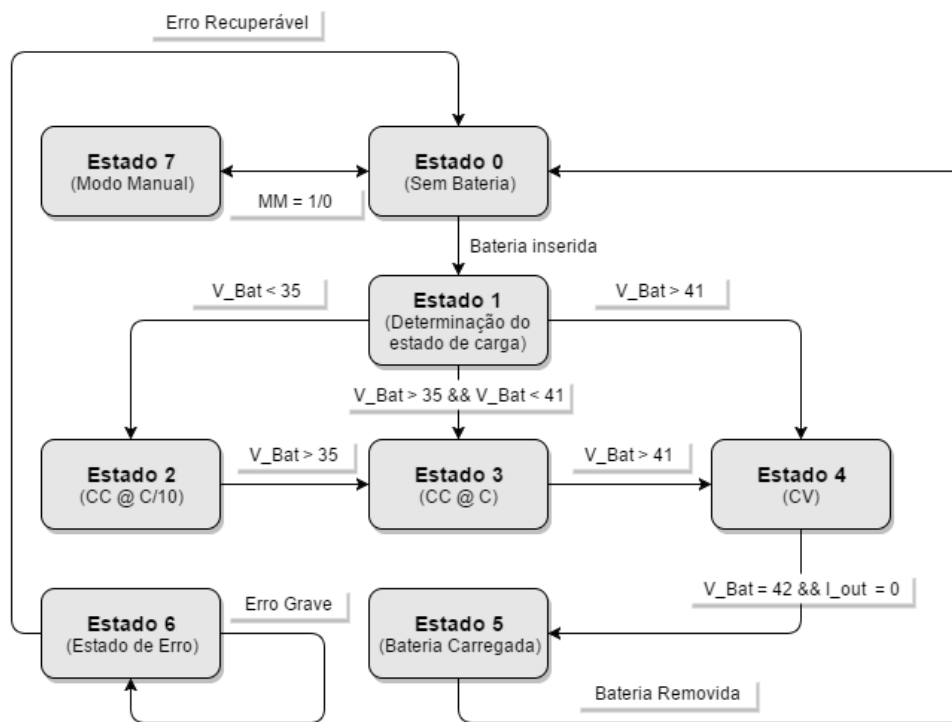


Figura 5.18: Fluxograma da Máquina de Estados de Operação.

Quando a bateria se encontrar totalmente carregada ( $I_{out} < (0.03 \times Capacidade)$ ), transita-se para o estado final do carregamento (*Estado5*), no qual o conversor ressoante é novamente desativado. Assim que a bateria seja retirada o carregador volta ao estado inicial (*Estado0*).

Como não podia deixar de estar presente um dos estados de operação é o de falha/erro. Este estado pode ser recuperável ou não dependendo da ocorrência que originou a sua ativação. Por exemplo, no caso da temperatura do circuito exceder um determinado valor este estado é ativado e o carregamento desativado até que a temperatura deste retorne



a valores estáveis e propícios ao reinício do carregamento, desta forma, este é um estado de erro recuperável. O excedimento de algum dos limites dos valores operação leva a um estado de erro não recuperável.

Por fim implementou-se um estado que permite operar o conversor ressonante de forma analógica, recorrendo ao controlo da frequência de operação através da variação de um potenciômetro. Este modo é útil para fazer algum debug do funcionamento do circuito assim como para testes de desempenho.

No que diz respeito às interrupções utilizadas estas são operadas por dois timers, *Timer 1* e *Timer 2* com uma frequência de  $1Hz$  e  $33Hz$  respetivamente e com maior prioridade para o segundo. O *Timer 1* é responsável pela comunicação via *UART*, pela sinalização do estado de operação através do LED RGB. Cabe então ao *Timer 2* a tarefa de implementar a máquina de estados que gere a atuação do controlador, referida anteriormente.

Evento de Erro	Valor Máximo	Recuperável
Tensão de Saída	42.5 (V)	Não
Corrente de Saída	8 (A)	Não
Temperatura do carregador	75 (°C)	Sim

Table 5.5: Condições de falha.

O carregador de baterias do tipo Lítio-ion é um dispositivo limitador de tensão com algumas similaridades ao de chumbo-ácido. As diferenças entre eles, são uma tensão mais elevada por célula, com tolerâncias de tensão mais pequenas e a eliminação do *"trickle charge"* após o fim de carga. As células tradicionais de Lítio-ion, com cátodos de cobalto, níquel, manganésio e alumínio, são tipicamente carregadas até aos  $4.20 V/cell$ . Nestas a tolerância usual é de  $\pm 50 mV/célula$ , sendo que em algumas variedades têm limites superiores ou inferiores de carga.

A Figura 5.19 mostra a variação da tensão e corrente, ocorrente neste tipo de baterias ao longo do processo de carga *CC* e *CV*. Nesta pode-se observar a taxa de carregamento máxima de  $1C$ , a tensão de transição de um estado de carga para outro, assim como o momento em que carga máxima é atingida, pois a corrente desce para  $3 - 5\%$  dos *Ah* das células. Outra característica importante, é a subida rápida inicial da tensão da bateria, que ocorre quando esta é posta a carregar a partir de um estado de descarga elevado.

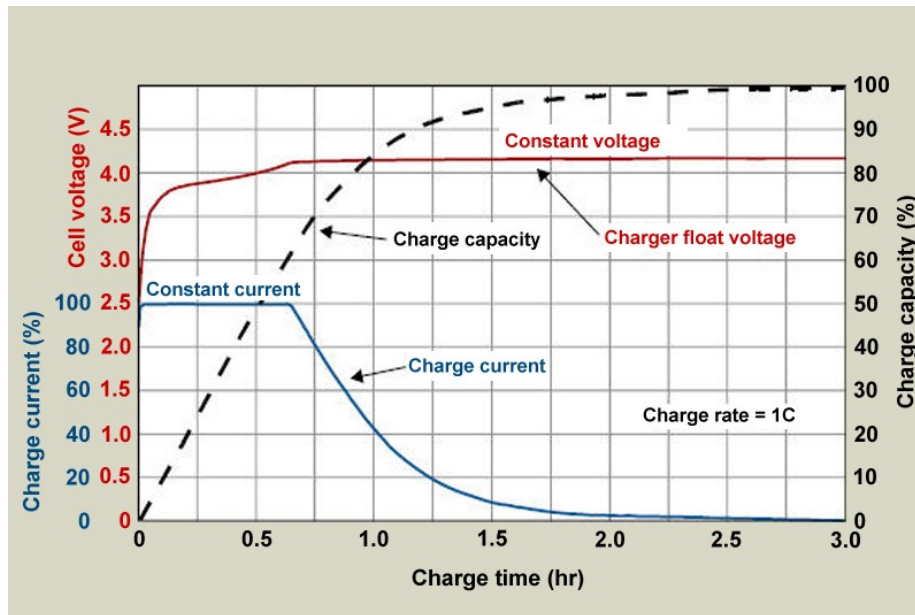


Figura 5.19: Tensão/Capacidade vs. Tempo de carregamento de uma célula Lítio-on [18].

No que respeita aos carregadores ultra-rápidos, as suas taxas de carregamento tem de ser estar na gama  $1 - 10C$ , de forma a permitir a carga até um SOC de  $70 - 80\%$ , num período de  $10 - 60$  minutos. Estas taxas de carregamento dependem de bateria para bateria, depende do design da célula, assim como a temperatura da bateria também deve estar compreendida no intervalo  $10 - 45^{\circ}C$ , de forma a minimizar o "lithium-plating" do ânodo. Este tipo de carga ultra-rápida apenas carrega a bateria parcialmente, sendo necessária uma carga final mais lenta para completar a carga, evitando o stress e prolongando o tempo de vida desta [19].

Tipicamente cabe ao *battery management system* (BMS), a função de controlar todas estas condições de carga, comunicando ao carregador os valores de tensão e corrente desejados. Dado que o pack de baterias (ver capítulo seguinte) que vamos carregar não dispõe de um, implementou-se nas rotinas de controlo do carregamento todas estas condições de carga e limites de forma a realizar-se todo o processo da forma mais adequada.

# Capítulo 6

## Resultados e Discussão

### 6.1 Desempenho do circuito boost PFC

Para analisar o desempenho do circuito utilizado foram efetuadas medidas experimentais que são apresentadas conjuntamente com alguns gráficos fornecidos pela "Power Integrations". Estes resultados foram obtidos em testes feitos em laboratório ao RDK-236, à temperatura ambiente com o termistor RT1 curto-circuitado, este procedimento só é feito após o arranque do circuito, uma vez que o termistor é usado para limitar a corrente de arranque. A frequência da tensão de entrada é de 50 Hz.

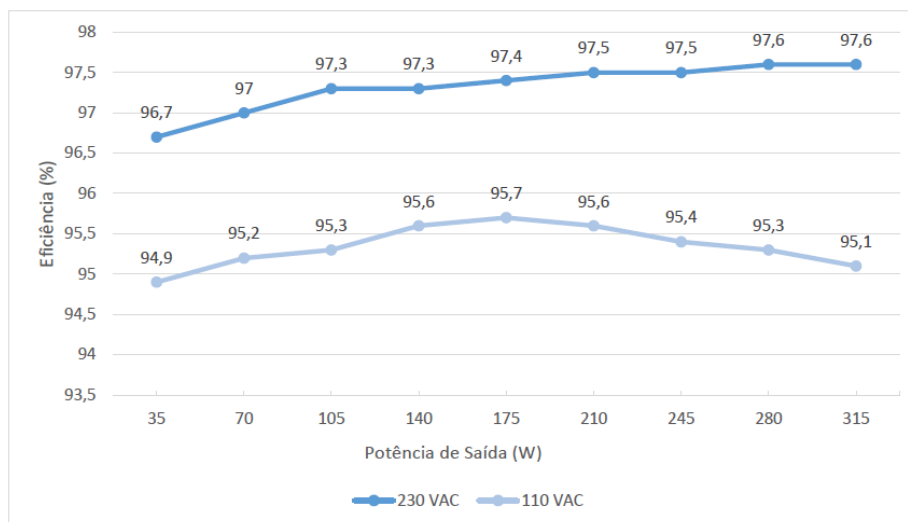


Figura 6.1: Eficiência vs Potência de saída.

Na Figura 6.1 ,temos a representação gráfica da eficiência da montagem para difer-

entes valores de potência de saída. Considerando que as tensões típicas das redes elétricas mundiais são 110 VAC (US) ou 230 VAC (EU), verifica-se uma eficiência por volta dos 95% para o primeiro caso e de 97% para o segundo. É de salientar também a estabilidade da eficiência durante toda a gama da potência de saída para ambos os casos e que esta é superior ao mínimo pretendido (94%) para este módulo. Outra característica importante deste módulo é o baixo consumo em *standby*, tipicamente inferior a 1 W.

A escolha do diodo tem um impacto bastante significativo na eficiência. Em aplicações de alto desempenho, o uso de um diodo de Schottky de Carboneto de silício (SiC) deve ser considerado se o aumento do custo for aceitável, uma vez que a melhoria da eficiência é da ordem de 0,5% com o uso destes. O próximo índice de desempenho a avaliar é o

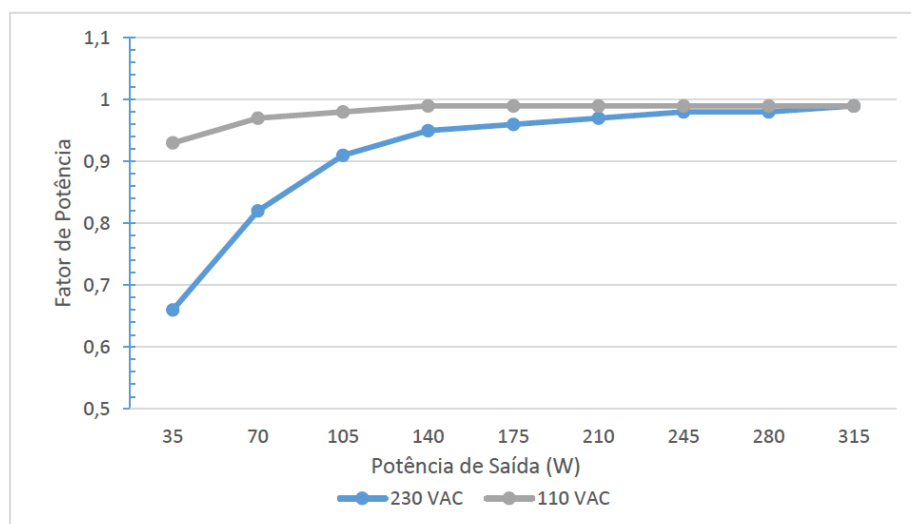


Figura 6.2: Fator de Potência vs Potência de Saída.

fator de potência, representado na Figura 6.2. Como se pode verificar na representação gráfica, para tensões de entrada de 110 VAC o PF é quase unitário, excepto quando opera a baixas cargas, situação na qual este se encontra ainda em valores bastantes aceitáveis. No caso em que a tensão de entrada é de 230 VAC o PF é ligeiramente inferior (aprox. 0.98), sofrendo uma degradação muito acentuada para potências de saída inferiores a 150 W. Este resultado está bastante aquém do desejável, para esta gama de potências. O tamanho do indutor do PFC, estabelece um compromisso entre custo e desempenho exigido, em termos de PF e distorção das harmónicas (THD) da corrente de entrada. Uma vez que o valor do indutor selecionado não está a fornecer o PF pretendido nestas gamas de carga, este pode ser melhorado, aumentando o valor da indutância. Por outro lado o PF em cargas baixas pode degradar-se devido ao uso excessivo de capacitância X no filtro EMI, desta forma,

antes de de aumentar o tamanho do indutor, o valor da capacitância X deve ser verificado. Se a medição da EMI conduzida mostrar uma margem suficiente, pode-se melhorar o PF em cargas leves, reduzindo o tamanho da capacitância X.

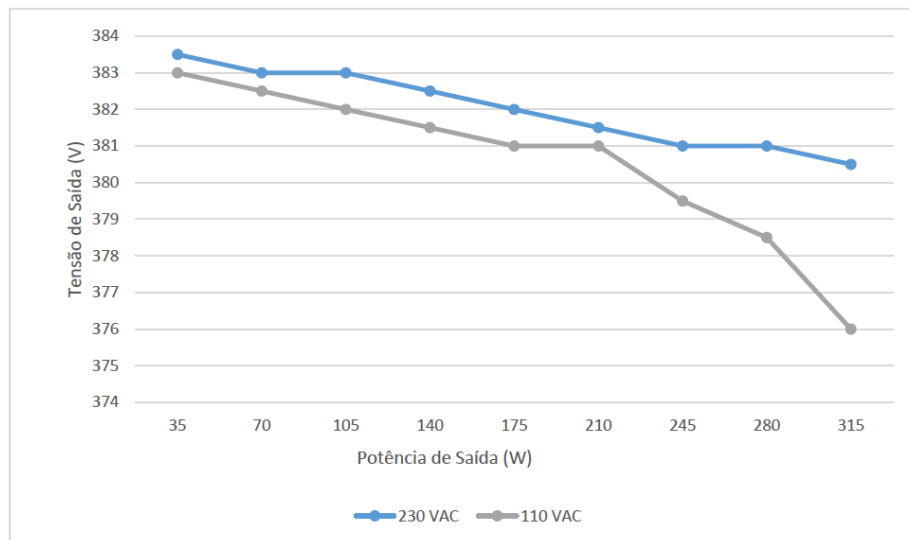


Figura 6.3: Tensão à saída vs Potência de saída.

Na Figura 6.3 observa-se um decréscimo da tensão de saída à medida que a potência aumenta, sendo esta situação mais acentuada no caso de operação a baixas tensões de entrada (110VAC). De notar que os valores desta, em ambos os casos, encontram-se no intervalo de valores pretendido para toda a gama de carga.

Na tabela 6.1 encontram-se dados recolhidos durante um teste realizado operando com carga máxima, sem ventilação forçada e à temperatura ambiente, até que fosse atingido um patamar de equilíbrio térmico. Como seria expetável, as temperaturas máximas dos diversos componentes foram obtidas para o caso de menor tensão de entrada (110VAC), enquanto que para a operação a 230VAC as temperaturas não só foram menores como se encontram dentro de valores mais aceitáveis à operação dos diversos componentes do circuito. Este resultado vai de acordo com o esperado uma vez que para menores tensões de entrada teremos maiores correntes a fluir no circuito, levando a maiores perdas de condução e de comutação dos principais componentes deste.

Componente	Temperatura (°C) 230 VAC	Temperatura (°C) 110 VAC
C3	28.1	29.9
C6	36.0	47.2
C7	41.1	53.2
C15	35.6	42.8
C19	36.2	40.3
D2	53.4	68.4
L1	33.0	47.5
L2	31.8	41.9
L3	36.8	54.9
L5	57.6	78.9
BR1	59.6	95.0
U1	59.5	76.3
Heatsink - BR1	51.8	62.8
Heatsink - D2	51.6	78.1
Heatsink - U1	50.8	98.2
Ambiente	25.0	25.0

Table 6.1: Temperaturas dos principais componentes durante carga máxima.

Os componentes com maior dissipação térmica, foram o MOSFET integrado ( $U1$ ), a ponte de díodos ( $BR1$ ) e a indutância  $L5$ , por ordem crescente respetivamente. De notar que os dois primeiros atingiram valores de temperaturas perto dos  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  para o caso de tensões de entrada de  $110\text{VAC}$ , valores demasiado elevados para uma operação segura do ponto de vista da integridade destes elementos, pelo que será recomendado operar com ventilação forçada nestas situações.

No que respeita os valores de tensão de ripple obtidos 6.4, estes resultados são bastante positivos, dado que os valores máximos deste ( $13\text{V}_{pp}$ ) foram obtidos para as condições de carga máxima como seria expectável, uma vez que nesta situação teremos mais corrente a entrar e a sair do condensador de filtragem. Estes valores são bastante aceitáveis face à elevada tensão de saída, uma vez que para estes casos é mandatário usar condensadores com baixo ESR, de forma a manter o ripple dentro duma gama aceitável. Relativamente a operação a tensões de entrada diferentes, é de esperar valores semelhantes, dado que nesta parte do circuito os valores de tensão e de corrente presentes divergem pouco com a variação desta.

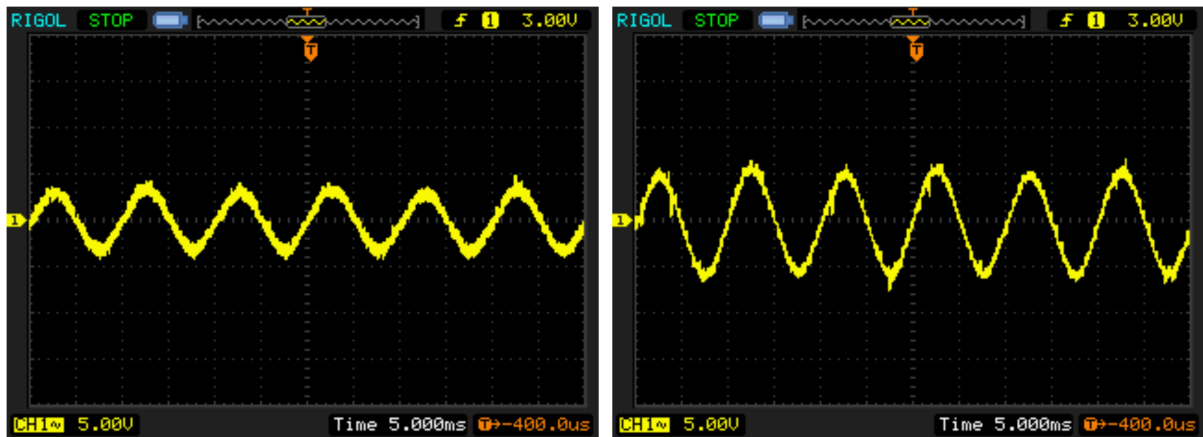


Figura 6.4: Ripple, 230 VAC, 50% carga. vs Ripple, 230 VAC, 100% carga.

Em suma, podemos concluir dos testes anteriormente realizados, que a melhoria da eficiência pode ser alcançada através de:

- A redução da temperatura dos componentes pelo melhoramento do design térmico;
- Usar fio Litz (vários fios de cobre esmaltados) em vez de fio de núcleo sólido no indutor;
- Usando um material no núcleo com menores perdas, uma vez que indutores com núcleo em ferro têm baixa eficiência;
- Usando um diodo no PFC de alta performance (Schottky);
- Usando condensador de saída com baixo ESR;
- Usando o componente HiperPFS seguinte na escala de potências.

## 6.2 Desempenho do Conversor Ressonante

Sendo a eficiência deste módulo uma das características com maior importância, vamos começar os testes com uma avaliação do seu desempenho, recorrendo a uma resistência de carga eletrónica, com os valores da tensão de saída constantes (42 V), de forma a testarmos o seu desempenho em diferentes condições de carga. Como se pode observar na Figura 6.5, os valores da eficiência do conversor ressonante LLC estão dentro do esperado, com o pico máximo de eficiência de 95% à potência máxima e com valores de eficiência acima dos 92%, desde os 90 W da potência de saída (cerca de 70% da gama de carga). De salientar

que o valor de eficiência mínimo medido foi de 88.5% aos 46 W e como se pode verificar pelo gráfico, é de prever que este valor desça ainda mais, para valores de carga inferiores.

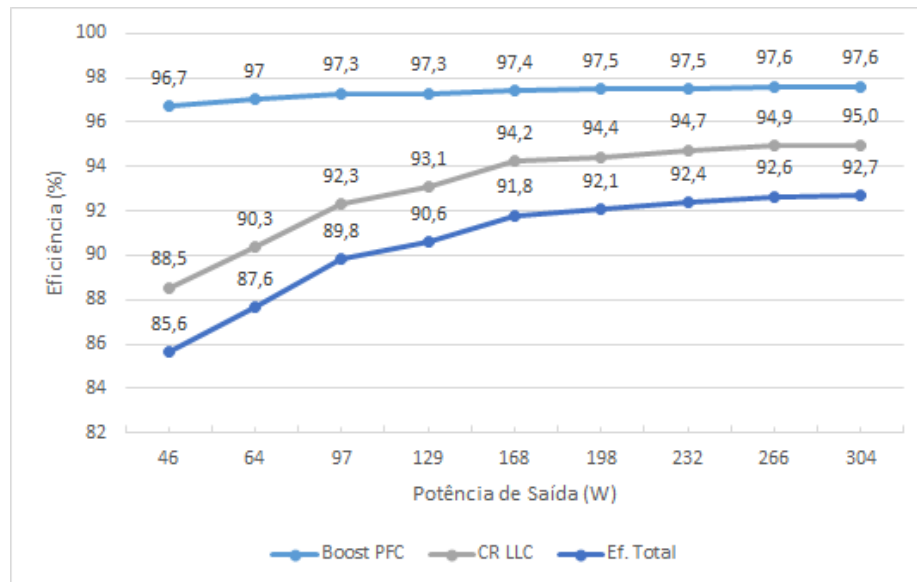


Figura 6.5: Eficiência vs Potência de saída.

Agora que sabemos o desempenho dos dois módulos de potência, podemos fazer uma avaliação global do seu desempenho, representada também na Figura 6.5. Como podemos observar, as curvas da eficiência total são semelhantes às da eficiência do conversor ressonante LLC, pois a eficiência do módulo de boost PFC é relativamente constante ao longo de toda a linha de cargas. Assim sendo, eficiência máxima observa-se à potência máxima (92,7%) e a eficiência mínima medida é de 85,6%, o que representam resultados bastantes satisfatórios.

Apesar de estes resultados serem bastantes aceitáveis, considerando o seu objetivo de aplicação para potências bastante mais elevadas, considera-se que ainda podem ser feitas melhorias destes, tais como a integração de uma retificação síncrona no secundário, recorrendo ao uso de MOSFET's com baixo  $R_{ds(on)}$ . Este tipo de configuração apesar de ser vantajosa do ponto de vista de eficiência, traz mais complexidade e custo ao sistema.

A Figura 6.6 mostra o ripple da tensão de saída para tensões de entrada nominais e condições de carga de 30% e carga máxima. A tensão de ripple, de pico-a-pico, é de 160 mV para o primeiro caso e 1 V para carga máxima, o que corresponde a cerca de 0.4% e 2.3% respetivamente, da tensão de saída. Estes valores são bastante aceitáveis, embora possam ainda ser melhorados com a substituição dos condensadores de saída por outros



com valores de ESR mais baixos (e por conseguinte mais caros).

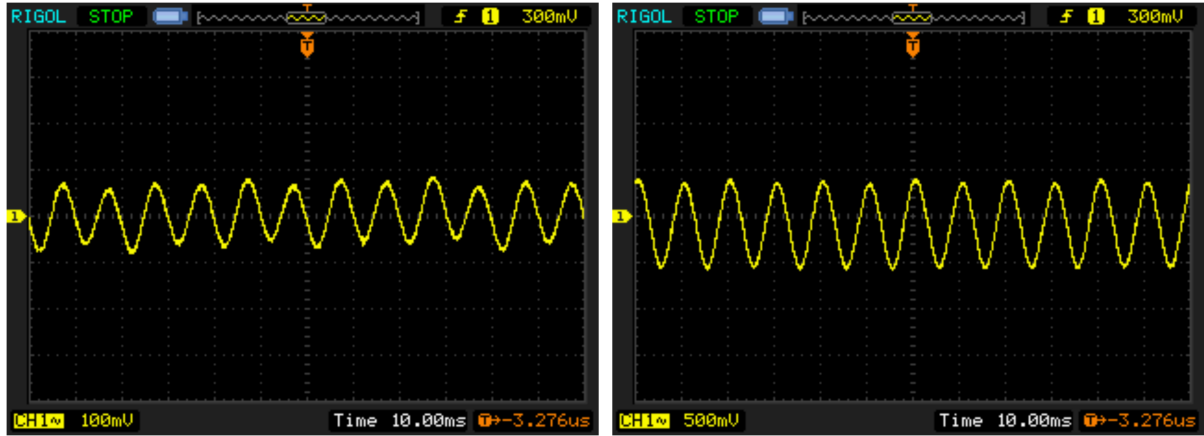


Figura 6.6: Ripple, 42 V, 30% carga. vs Ripple, 42 V, 100% carga.

Na Figura 6.7 temos representadas várias formas de ondas relativas ao controlo e operação do circuito ressonante. À direita, podem-se observar os sinais de ataque às gates dos MOSFETs, provenientes dos pinos  $GD1$  e  $GD2$  do UCC25600. Também se verifica a existência de um período de *dead time* entre cada comutação dos dois MOSFETs, este tem a duração de  $320\text{ ns}$  que é superior aos  $292\text{ ns}$  de tempo mínimo calculado na secção 5.2.8. Na imagem da esquerda pode ser observado a variação da tensão no condensador  $C_r$ , consoante a variação do sinal de gate do MOSFET  $Q1$ , para condições de carga elevadas.

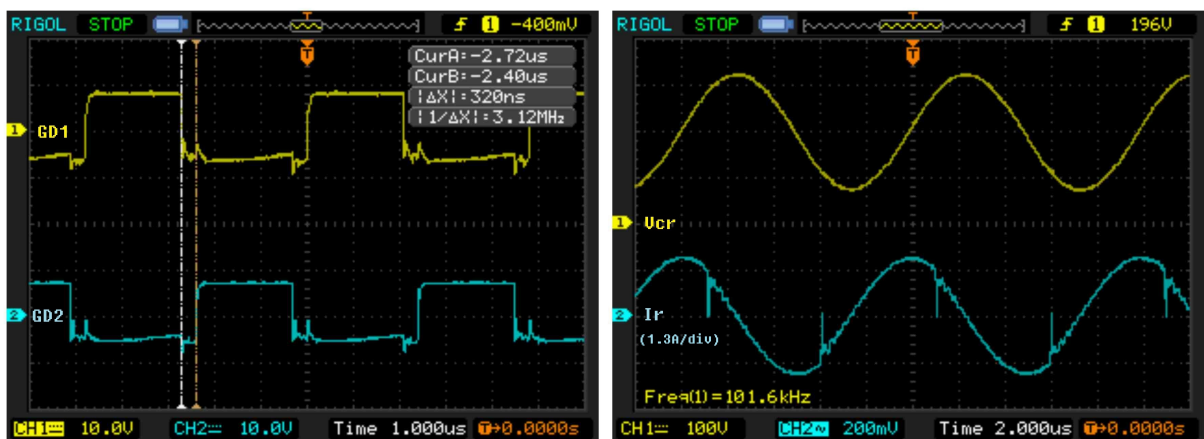


Figura 6.7: Saída dos pinos  $GD1$  e  $GD2$  do UCC25600 (direita) e Sinal  $V_{Cr}$  e  $I_r$ (esquerda).

Devido à diferença de fase entre a corrente do tanque de ressonância e a tensão deste 6.7, a comutação dos MOSFETs ocorre quase sem perdas. A Figura 6.8, demonstra comutação com ZVS no MOSFET  $Q_2$ , onde se pode observar o comportamento anteriormente descrito, que em muito contribui para a eficiência do sistema como para a sua estabilidade térmica.

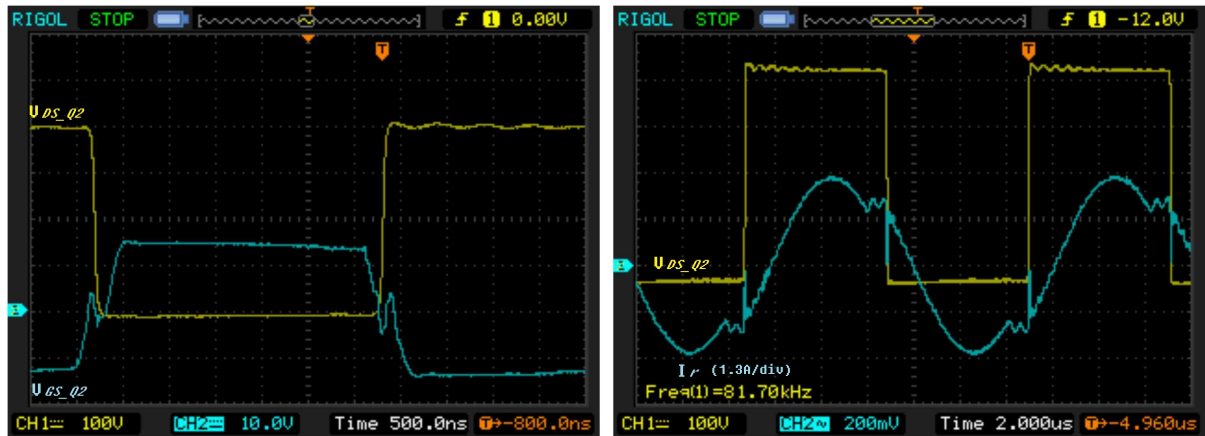


Figura 6.8: ZVS a cargas elevadas. Direita:  $V_{GS_{Q2}}$  (azul) e  $V_{DS_{Q2}}$  (amarelo). Esquerda:  $I_r$  (azul) e  $V_{DS_{Q2}}$  (amarelo)

Na Figura 6.9 pode observar-se a variação de  $V_{Cr}$  (azul) e de  $V_{DS_{Q2}}$  (amarelo) com a variação da carga. Para cargas mais elevadas  $V_{Cr}$  tem maiores variações de tensão, dado que a frequência de comutação é menor, originando maiores períodos de carga e descarga deste. Para cargas leves, a frequência de comutação é maior, resultando em menores variações de  $V_{Cr}$ .

A partir da figuras anteriores, observou-se que durante condições de carga leve o ganho é inferior a um, de forma a manter a regulação da tensão de saída. Para tal é preciso aumentar a frequência de comutação acima da frequência de ressonância. Durante condições de carga elevadas o conversor opera perto da frequência de ressonância.

Quando a carga é maior o controlador diminuiu a frequência de comutação de forma a fornecer a energia necessária. Em contraste com isto, numa condição de carga leve, o controlador aumentava a frequência de comutação, a fim de fornecer apenas a potência necessária para regular a tensão de saída.

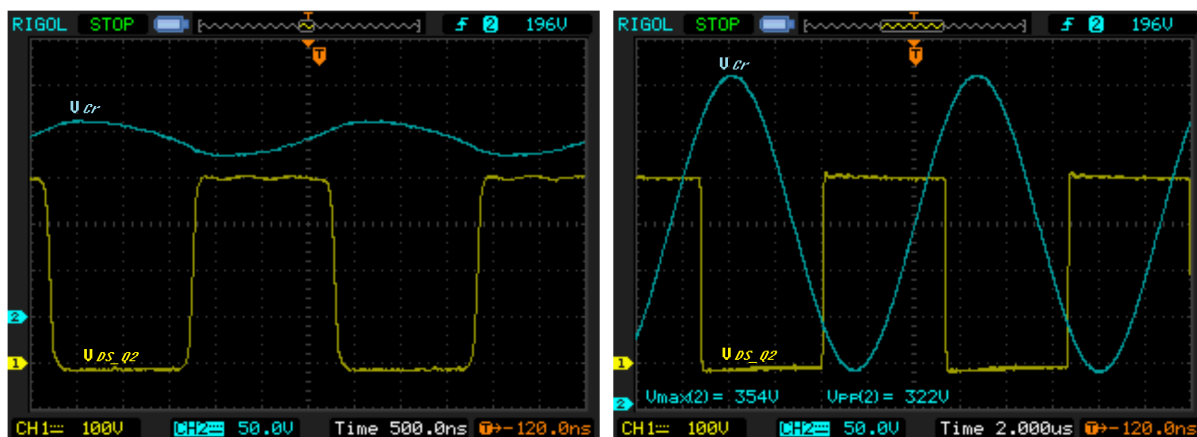


Figura 6.9: Tensão ressoante  $V_{Cr}$  a baixa e elevada carga, direita e esquerda respetivamente.

### 6.3 Desempenho do Módulo de Controlo

Relativamente a este módulo temos algumas imagens da comunicação via UART durante o carregamento do pack de baterias, assim como os resultados do seu carregamento.

O consumo deste módulo é de 60 mA quando alimentado com 12V (0,72 Wh), este baixo consumo é importante pois é bastante inferior às potências de operação do restante sistema, pelo que os valores dos mesmos foram ignorados nos resultados de eficiência global.

No que respeita o controlo do conversor ressoante, este módulo conseguiu operar de forma bem sucedida, o mesmo, para toda a variação da gama de cargas, permitindo o controlo da frequência de operação até aos 350 kHz (frequência máxima do controlador de comutação).

Foi testado também o correto funcionamento quer dos LEDs de sinalização do estado de operação assim como, das rotinas de controlo erro e limites máximos de operação (tensão, corrente e temperatura).

Sendo a nossa bateria é composta por duas filas em paralelo, com 10 células em série cada. Estas são do tipo Lítio-ion, com 2600 mAh cada, formando uma bateria com uma tensão nominal de 36 V e uma capacidade de 5200 mAh. No teste de carga da bateria, elevou-se a carga da mesma de 36 V a 41 V num período de 40 min, com as temperaturas máximas que esta atingiu a não ultrapassarem os 37°C. Na figura 6.10 é apresentado ainda um extrato das mensagens. O formato delas foi escolhido para se fazer um fácil debug do que se passa no sistema.

Como se pode observar na figura do lado esquerdo 6.10, está a ser efetuado o carrega-

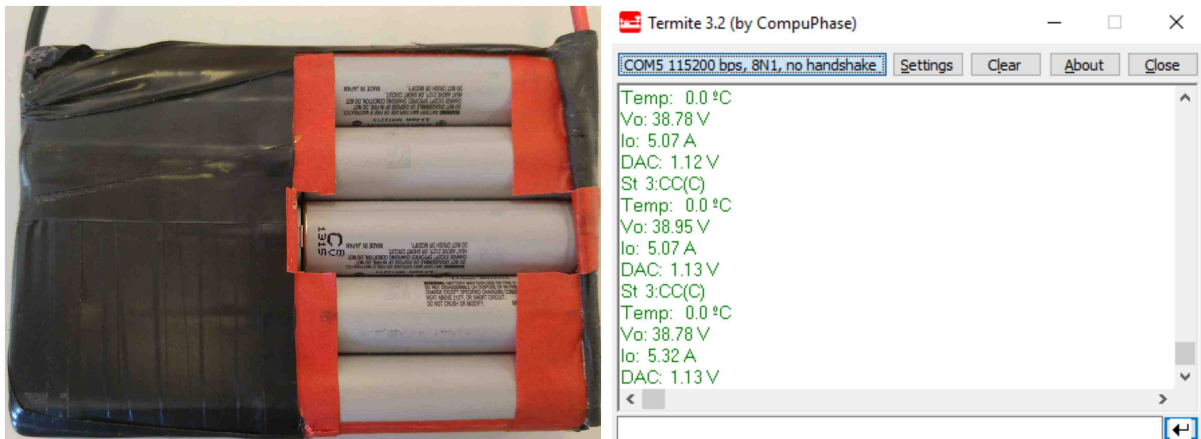


Figura 6.10: Imagem da bateria utilizada (direita) & Comunicação via UART (esquerda).

mento da bateria, atualmente no estado de corrente contínua, em que o carregamento está a ser efetuado a uma taxa de  $C$ .

Por fim, temos o gráfico da evolução da tensão na bateria durante o teste de carga a  $1,5C$  entre os 20% e os 80% da sua capacidade. Neste pode-se verificar que a carga da mesma foi feita num período aproximado de 30 minutos, este valor vai de encontro com o objetivo de realizar a carga da bateria até um SOC de 80% num período inferior a uma hora. Também foi realizado um carregamento a  $1C$  entre os 20% e os 80% com a duração aproximada de 40 minutos.

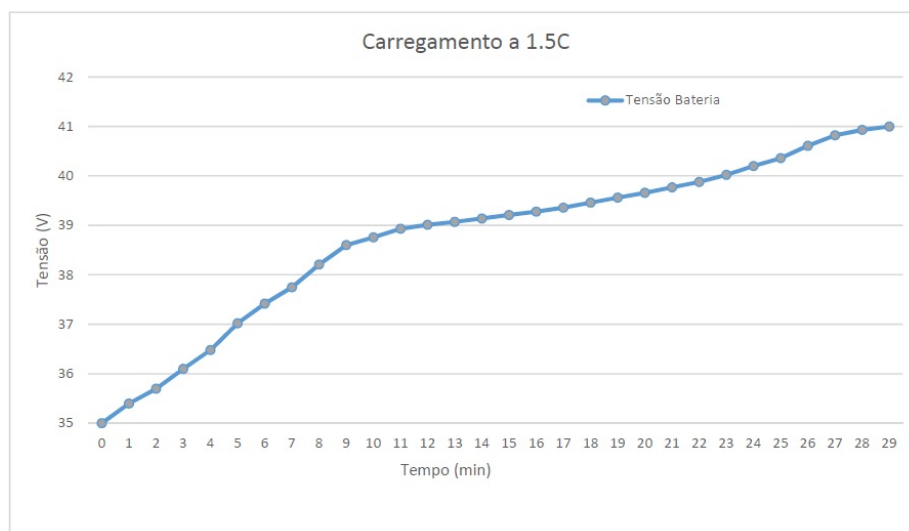


Figura 6.11: Gráfico da evolução da tensão na bateria para um carregamento a  $1,5 C$ .

# Capítulo 7

## Conclusões e Trabalhos Futuros

### 7.1 Conclusões

Esta dissertação focou-se no projeto e construção de um carregador para veículos elétricos ultra-rápido. Para tal foi projetado e construído um prtótipo a uma escala de aproximadamente 10:1 em tensão e 10:1 em corrente.

O sistema desenvolvido permitiu verificar a elevada eficiência dos conversores ressonantes *LLC* assim como dos circuitos de *Boost PFC*.

No que respeita o módulo do Boost PFC, como se pode verificar pelos resultados, conseguimos atingir elevada eficiência de conversão AC-DC (97%) não só em carga máxima assim como ao longo de uma grande parte da gama de cargas, assim como fatores de potência perto de 1, desta forma consideram-se atingidos os objetivos propostos para este módulo.

Relativamente ao módulo do conversor ressonante LLC, também se conseguiu elevado desempenho no que respeita a eficiência e controlo. Demonstrou-se ser possível carregar a bateria, cumprindo as características típicas de carregamento quer das baterias quer de um carregador ultra-rápido (1-10C). Cumprindo-se a carga da bateria entre um SOC de 20% a 80% num período inferior a uma hora.

Mostrou-se que módulo de controlo foi capaz de desempenhar todas as tarefas para que foi projetado, cumprindo o controlo do carregamento por corrente ou tensão constante, assim como a desativação do carregador em caso de falha. Outra função deste para a qual se obteve sucesso foi a comunicação das variáveis de estado via UART e a sinalização do estado de carregamento via LED RGB.

## 7.2 Trabalhos Futuros

Relativamente a trabalhos futuros, passam por fazer o escalonamento destes módulos para valores de potência capazes de operar sobre módulos de baterias de carros elétricos, assim como o desenvolvimento de um sistema de comunicação que implemente os protocolos de carregamento usados atualmente, referidos nos capítulos iniciais.

Relativamente ao circuito de *boost PFC*, os melhoramentos passam pela introdução de componentes que incrementem o rendimento (ainda que marginalmente), desde o uso de díodos mais eficientes no circuito de boost (díodos de Schottky) a indutores com diferentes desings e materiais ou mesmo pela incorporação de um circuito que crie um "bypass" do componente RT1 após o "start-up" do módulo.

Relativamente ao escalonamento da potência deste módulo, este pode ser obtido, numa primeira abordagem, pelo dimensionamento usando um MOSFET, de elevada potência e rendimento, exterior ao controlador integrado do PFC. Caso se pretendam potências com ordem de grandezas bastante superiores outra solução é optar por utilizar vários destes circuitos em paralelos usando fases diferentes como fontes de energia.

Para o módulo de controlo, deixa-se em aberto a possibilidade de melhorias quer nos sensores quer no controlador em si (ADC e DAC com mais bits e CAN), de forma a permitir um controlo ainda mais preciso do funcionamento do carregador e a comunicação entre vários carregadores em caso de escalonamento.

# Bibliografia

- [1] Claude Richard and Philippe Vollet. *Electric vehicle: Connection system on the charging spot – a key element for electric vehicles* Disponível em: <http://www2.schneider-electric.com/documents/support/white-papers/connection-system-recharging-spot.pdf>. Schneider Electric, Abril 2016
- [2] . Roger Källberg and Intertek Sweden. *Testing of Fast Chargers – Where do we stand* How Lithium-ion Batteries Work. How stuff works. Disponível em: [http://e-mobility-nsr.eu/fileadmin/user\\_upload/events/2012\\_Fast\\_Charging\\_Workshop/02\\_KAELLBERG\\_E-Mobility\\_FastCharging\\_Hamburg2012.pdf](http://e-mobility-nsr.eu/fileadmin/user_upload/events/2012_Fast_Charging_Workshop/02_KAELLBERG_E-Mobility_FastCharging_Hamburg2012.pdf). Abril 2016
- [3] Marshall Brain. How Lithium-ion Batteries Work. How stuff works. Disponível em: <http://www.drivingthenation.com/lou-ann-hammond/nickel-metal-hydride-battery-nimh/>. Novembro 2015
- [4] LiTHIUM BALANCE. Introduction to battery management. Disponível em: <http://www.lithiumbalance.com/battery-management-systems/introduction-to-battery-management>. Novembro 2015
- [5] Oficial Tesla Website. Disponível em: <https://www.tesla.com/supercharger>. Abril 2016
- [6] Siemens. Electrical infrastructure for e-car charging stations. Disponível em: [http://w3.siemens.com/powerdistribution/global/EN/consultant-support/download-center/tabcardpages/Documents/Technical-Series/Edition\\_9\\_Electrical\\_Infrastructure\\_for\\_E-Car\\_Charging\\_Stations.pdf](http://w3.siemens.com/powerdistribution/global/EN/consultant-support/download-center/tabcardpages/Documents/Technical-Series/Edition_9_Electrical_Infrastructure_for_E-Car_Charging_Stations.pdf). Junho 2015
- [7] Official CHAdeMO Website. Disponível em: <http://www.chademo.com>. Novembro 2015

- [8] Wikipedia. CHAdeMO. Disponível em: <http://en.wikipedia.org/wiki/CHAdeMO>. Novembro 2015
- [9] Tesla Motors. Planned 2020 Gigafactory Production. Disponível em: [https://www.tesla.com/sites/default/files/blog\\_attachments/gigafactory.pdf](https://www.tesla.com/sites/default/files/blog_attachments/gigafactory.pdf). Junho 2016
- [10] SAE EV Charging Systems Committee. SAE Electric Vehicle Conductive Charge Coupler. SAE. N/A.
- [11] Tecnilab Website. Disponível em: <http://www.tecnilab.pt/content/default.asp?idcat=InstalacoesIndustriaisTerciario&idCatM=PRODUTOS&idContent=384C3DB7-2020-4B2A-BE9B-4A880FFE64AA>. Junho 2016
- [12] Official CHAdeMO Website. Disponível em: <http://www.chademo.com/wp/wp-content/uploads/changeinchargingstation.pdf>. Julho 2016
- [13] e-motion Website. Disponível em: <http://e-motion.lt/2014/07/18/pirmoji-greito-ikrovimo-stotele-vilniuje/>. Junho 2016
- [14] Combined Charging – the universal charging system Design Achievements. Disponível em: [http://www.charinev.org/fileadmin/user\\_upload/Documents/011\\_Doc\\_Carmeq\\_Flyer\\_Technical\\_eCarTec\\_2012\\_V1.0.pdf](http://www.charinev.org/fileadmin/user_upload/Documents/011_Doc_Carmeq_Flyer_Technical_eCarTec_2012_V1.0.pdf). Junho 2016
- [15] PLUSCON power. *AC and DC charging systems for electromobility*. Disponível em: [http://phoenixhighlights.com/highlights2013/pdf/23\\_E\\_Mobil\\_ENG.pdf](http://phoenixhighlights.com/highlights2013/pdf/23_E_Mobil_ENG.pdf). Junho 2016
- [16] Mennekes Website. *Intelligent charging stations as a key to electric mobility*. Disponível em: <http://www.mennekes.de>. Junho 2016
- [17] OpenEVSE - open source hardware. *The basics of the J1772 pilot protocol*. Disponível em: <https://open-evse.googlecode.com/files/J1772.pdf>. Junho 2016
- [18] Battery University. *Charging Lithium-ion*. Disponível em: [http://batteryuniversity.com/learn/article/charging\\_lithium\\_ion\\_batteries](http://batteryuniversity.com/learn/article/charging_lithium_ion_batteries).
- [19] Battery University. *Fast and Ultra-fast Chargers*. Disponível em: [http://batteryuniversity.com/learn/article/ultra\\_fast\\_chargers](http://batteryuniversity.com/learn/article/ultra_fast_chargers).
- [20] MicroChip. dsPIC33FJ16GSX02 FAMILY Datasheet.



- [21] BBC. *Tesla boss Elon Musk hints at technology giveaway*. Disponível em: <http://www.bbc.com/news/technology-27741041>.
- [22] Elon Musk. *All Our Patents Are Belong To You. Tesla*. Disponível em: <http://www.teslamotors.com/blog/all-our-patent-are-belong-you>.
- [23] David Herron. *European Parliament Considers Legislation To Kill CHAdeMO Electric Car Chargers, 2013*. Disponível em: <http://www.plugincars.com/european-parliament-mulling-legislation-would-terminate-chademo-127927.html>.
- [24] Infineon. *Resonant LLC Converter: Operation and Design*. Disponível em: <http://www.infineon.com/cms/en/product/power/ac-dc-power-conversion/ac-dc-pwm-pfc-controller/llc-resonant-mode-controller/channel.html?channel=db3a3043271faefd0127614e11477766>.
- [25] Fairchild. *Application Note 42047*. Disponível em: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/>. Junho 2016
- [26] Power Integrations. *Application Note AN-53*. Disponível em: <https://ac-dc.power.com/design-support/product-documents/application-notes/an-53-active-power-factor-correction-basics/>. Junho 2016
- [27] Power Integrations. *Application Note AN-52*. Disponível em: <https://ac-dc.power.com/design-support/product-documents/application-notes/an-52-hiperpfs-family-design-guide/>. Junho 2016
- [28] Power Integrations. *Reference Design Report for a High Performance 347 W PFC Stage Using HiperPFS™ PFS714EG*. Disponível em: <https://ac-dc.power.com/design-support/reference-designs/design-examples/rdr-236-high-performance-347-w-pfc-stage/>. Junho 2016
- [29] STMicroelectronics. *AN2644 - An Introduction to LLC resonant half-bridge converter*. Disponível em: [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/de/f9/17/b7/ad/9f/4d/dd/CD00174208.pdf/files/CD00174208.pdf/jcr:content/translations/en.CD00174208.pdf](http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/de/f9/17/b7/ad/9f/4d/dd/CD00174208.pdf/files/CD00174208.pdf/jcr:content/translations/en.CD00174208.pdf). Junho 2016
- [30] Texas Instruments. *UCC25600 Datasheet*. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc25600.pdf>. Junho 2016

- [31] Texas Instruments. *Using the UCC25600EVM*. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ug/slou361/slou361.pdf>. Junho 2016
- [32] Microchip. *LLC Resonant Converter Reference Design using the dsPIC® DSC*. Disponível em: <https://www.microchip.com/DevelopmentTools/ProductDetails.aspx?PartN0=DC/DC-LLC-Resonant-Converter>. Junho 2016
- [33] Microchip. *DC/DC Reference Design Using the dsPIC (AN1336)*. Disponível em: [http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/LLC\\_Appnotes.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/LLC_Appnotes.pdf). Junho 2016
- [34] Infineon. *Resonant LLC Converter: Operation and Design*. Disponível em: <http://www.infineon.com>. Junho 2016
- [35] Texas Instruments. *Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter Article*. Disponível em: <http://tech.ebv.com/TI-DESIGNS/include/TIDM-RESLLC-DCDC/slup263.pdf>. Junho 2016